



**Universidade Federal da Bahia**  
Escola Politécnica  
Departamento de Engenharia Elétrica  
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



---

SISTEMA REALIMENTADO DE MEDIÇÃO BASEADO  
EM SENSORES TERMO-RESISTIVOS

Leonardo Ferreira Daltro

2018





**Universidade Federal da Bahia**  
Escola Politécnica  
Departamento de Engenharia Elétrica  
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



---

## SISTEMA REALIMENTADO DE MEDIÇÃO BASEADO EM SENSORES TERMO-RESISTIVOS

**Autor:** Leonardo Ferreira Daltro    Nome  
**Orientador:** Prof. Dr. Amauri Oliveira - UFBA

*Dissertação de mestrado submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia, como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica.*

**Banca Examinadora**  
Prof. Dr. Amauri Oliveira - UFBA (Orientador)

Salvador  
2018

Ficha catalográfica elaborada pelo Sistema Universitário de Bibliotecas (SIBI/UFBA),  
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Daltro, Leonardo

Sistema Realimentado de Medição Baseado em Sensores  
Termo-Resistivos / Leonardo Daltro. -- Salvador, 2018.  
92 f. : il

Orientador: Amauri Oliveira.

Dissertação (Mestrado - Programa de Pós Graduação em  
Engenharia Elétrica) -- Universidade Federal da  
Bahia, Departamento de Engenharia Elétrica, 2018.

1. Sensores Termo-Resistivos. 2. Sistemas  
Realimentados. 3. Relação Sinal-Ruído. 4. Erro de  
quantização. 5. Termo-Resistores em configuração  
realimentada. I. Oliveira, Amauri. II. Título.

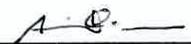
Leonardo Ferreira Daltro

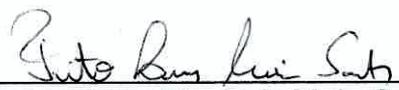
**Sistema Realimentado de Medição Baseado em Sensores Termoresistivos**

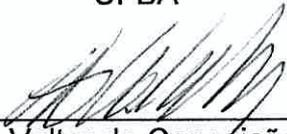
Dissertação apresentada à Universidade Federal da Bahia, como parte das exigências do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, para a obtenção do título de *Mestre*.

APROVADA em: 26 de Setembro de 2018.

**BANCA EXAMINADORA**

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Amauri Oliveira  
Orientador - UFBA

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Tito Luís Maia Santos  
UFBA

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Valter da Conceição Rosa  
UFBA



# Dedicatória

*Dedico este trabalho a minha companheira de vida, Aline, ao meu filho Bento que está a caminho, aos meus pais e a todos os meus familiares e amigos.*



## Agradecimentos

Agradeço aos meus pais, a minha companheira, ao meu orientador pela dedicação, suporte e paciência ao longo desse caminho, aos meus colegas de trabalho, a UFBA e o SENAI-CIMATEC pelo apoio na realização deste trabalho.

Salvador, 26 de setembro de 2018.  
Leonardo Ferreira Daltro



## Resumo

Esse trabalho apresenta uma análise, assim como descreve o projeto de medidores de temperatura ambiente e radiação térmica, baseados em sensores termo-resistivos em configuração realimentada, cujo sinal de acionamento é proporcional à corrente eficaz do sensor ao quadrado. Primeiramente é feita uma análise matemática do comportamento do sensor, em seguida é realizada uma análise dinâmica do sistema, visando analisar o comportamento do ruído gerado durante o processo de quantização do conversor analógico-digital.

Essa análise é ratificada através de resultados de simulação em MATLAB, no qual foi construído um modelo do sistema capaz de analisar a atuação do sistema tanto para medição de temperatura, quanto para medição da irradiação térmica. É mostrado nessa análise, que o sensor, quando opera a temperatura constante, é capaz de inferir através do sinal de comando do controlador, as variáveis de medição desejada. O impacto do ruído proveniente do erro de quantização pode ser atenuado mediante uma filtragem do ruído deslocado para frequências mais altas.

O sistema de medição é implementado por um microcontrolador e um circuito analógico para acionamento do sensor e condicionamento do sinal adquirido. Os resultados obtidos com o protótipo, validam as observações previstas no modelo.

**Palavras Chave:** Sensores termo-resistivos, relação sinal-ruído, erro de quantização, termo-resistor em configuração realimentada.

## Abstract

This work presents the analysis, as well as, describes the design of radiometer and thermometer based on thermoresistive sensors in feedback configuration, whose drive signal is proportional to square sensor current. At first, mathematical analysis of the sensor behavior is performed, followed by a dynamic analysis of the system to analyze the noise generated behavior during the quantization process of the analog-digital converter.

This analysis is ratified through MATLAB simulation results, where a system model capable of analyzing the performance of the system was constructed for both temperature measurement and thermal radiation measurements. It is shown in this analysis that the sensor when operating in constant temperature, is able to infer through the control signal of PI controller the desired measurement variables. The impact of noise from the quantization error can be attenuated by filtering the noise shifted to higher frequencies.

The measurement system is implemented by microcontroller and an analog circuit to drive the sensor and conditioning the acquired signal. The results obtained with the prototype validate the observations provided in the model.

**Keywords:** Themoresistive sensor, Signal-to-noise ratio, Quantization error, Thermoresistive sensor in feedback configuration

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Visão Geral	1
1.2	Organização do trabalho	2
1.3	Objetivo	3
<b>2</b>	<b>Fundamentos básico</b>	<b>5</b>
2.1	Sensores Termo-Resistivos	5
2.2	Sensores termo-resistivos em configuração realimentada acionados por $I_{rms}^2$	7
2.3	Comportamento da malha de controle	10
2.4	Degradação da relação sinal-ruído do sistema de medição	14
<b>3</b>	<b>Projeto do sistema de medição</b>	<b>19</b>
3.1	Simulações para validação conceitual	21
3.2	Resultados de simulação	24
3.2.1	Medidor de Temperatura Ambiente	24
3.2.2	Medidor de Radiação Térmica	31
<b>4</b>	<b>Concepção do sistema de medição</b>	<b>35</b>
4.1	Concepção da Unidade Digital	35
4.2	Descrição do <i>Firmware</i> Embarcado no Microcontrolador	36
4.3	Concepção da Unidade Analógica	39
<b>5</b>	<b>Resultados Experimentais</b>	<b>43</b>
5.1	Resultados do Ensaio - 1	47
5.2	Resultados do Ensaio - 2	49
5.3	Resultados do Ensaio - 3	51
5.4	Resultados do Ensaio - 4	53
5.5	Análise dos resultados	55
<b>6</b>	<b>Conclusão e trabalhos futuros</b>	<b>57</b>
<b>A</b>	<b>Modelo de pequenos sinais do sensor termoresistivo</b>	<b>59</b>
<b>B</b>	<b>Código implementado em MATLAB</b>	<b>61</b>
<b>C</b>	<b>Cálculo das constantes do Controlador PI</b>	<b>65</b>
<b>D</b>	<b>Esquemático e <i>Layout</i> da Unidade Analógica</b>	<b>69</b>



# Lista de Figuras

2.1	Modelo do subsistema do sensor termo-resistivo	6
2.2	Malha de controle do sensor termo-resistivo	8
2.3	Largura relativa do pulso do PWM (duty cycle) versus radiação térmica absorvida para as temperaturas ambientes $T_{a_n}$ , tal que $T_{a_3} > T_{a_2} > T_{a_1}$	10
2.4	Malha de controle com modelo linear do sensor	11
2.5	Análise do modulador Sigma-Delta no domínio da frequência (HUANG, 1999)	14
2.6	Representação do erro de quantização	15
2.7	Representação do SNR e SNDR dentro da faixa do fundo de escala do conversor analógico digital. Fonte: Própria, 2018	16
2.8	Função de transferência do ruído de quantização (curvas b, c e d, em vermelho) em relação ao sinal de medição (curva a, em azul). Fonte: Própria, 2018	17
2.9	Diagrama de bloco da malha realimentada com filtro passa baixa	17
3.1	Diagrama de blocos da implementação do sistema de medição realimentado com sensor termo-resistivo	19
3.2	Diagrama de blocos do modelo do sensor termo-resistivo em configuração realimentada	22
3.3	Modelo não-linear do sensor termo-resistivo	23
3.4	Modelo <i>simulink</i> do conversor analógico-digital	23
3.5	Modelo simulink do conversor modulador da largura de pulso	24
3.6	Filtro passa-baixas Frequência de -3dB equivale a 0,22 Hz, frequência mínima da banda de rejeição de 2 Hz, e atenuação na banda de rejeição de 100dB.	25
3.7	a) Rampa de inclinação 1°C/segundo aplicada ao sistema, b) Resistência elétrica do sensor c) Sinal de saída do controlador ou Sinal de Medição	27
3.8	a) Rampa de inclinação 1°C/segundo aplicada ao sistema, b) Sinal da potência entregue ao sensor, c) Resistência elétrica do sensor d) Sinal de saída do controlador ou Sinal de Medição	28
3.9	Comparativo de medição antes c) e após filtragem a) em relação a entrada de um rampa de temperatura b) com inclinação de 1°C/s	29
3.10	Sinais de saída do controlador antes (azul) e após (vermelho) a filtragem, após janela de <i>Hanning</i>	30

3.11	a) DFT do sinal de saída do controlador b) Zoom no intervalo de -10Hz a 10Hz da DFT do sinal de saída de controlador	30
3.12	a) Degraus de Radiação Térmica Absorvida aplicado ao sistema, b) Resistência elétrica do sensor e c) Sinal de saída do controlador PI ou Sinal de medição.	32
3.13	Comparativo da medição antes e após filtragem em relação a entrada em steps da radiação térmica absorvida pelo sensor.	33
3.14	Janelamento do sinal medido por uma janela de <i>Hanning</i>	34
3.15	a) DFT do sinal de saída do controlador b) Zoom no intervalo de -10Hz a 10Hz da DFT do sinal de saída de controlador	34
4.1	Esquema geral da implementação do protótipo	35
4.2	Esquemático geral das unidades digital e analógica	36
4.3	Plataforma Discovery 32L100CDiscovery (MICROELETRONICS, 2015)	37
4.4	Fluxograma do <i>firmware</i> embarcado no STM32L100	38
4.5	Característica do sinal de entrada do ADC. Destaque para a sobreamostragem do sinal para identificação da subida de pulso	39
4.6	Esquemático do circuito de acionamento e condicionamento de sinal do sensor	40
4.7	Configuração do circuito de acionamento durante o período $T_{on}$ e $T_{off}$ do PWM	41
5.1	Bancada de testes utilizada nos ensaios experimentais	43
5.2	Aquisição da tela do osciloscópio TEKTRONIX TDS 1001B contendo no canal 1 a saída do PWM e no canal 2 o sinal de entrada do ADC, com $f_c = 20\text{Hz}$	45
5.3	Aquisição da tela do osciloscópio TEKTRONIX TDS 1001B contendo no canal 1 a saída do PWM e no canal 2 o sinal de entrada do ADC, com $f_c = 2\text{Hz}$	46
5.4	Análise temporal dos sinal gerados no experimento. a) Sinal amostrado da amplitude da tensão do sensor, b) Sinal de saída so controlador e c) Sinal de erro na entrada do controlador	47
5.5	Análise no tempo dos sinais de temperatura calculada a partir da saída do controlador PI a) e após o filtro b), a amplitude do sinal amostrado pelo ADC c) e o erro da entrada do microcontrolador d) para uma frequência de corte projetada para $f_c = 2\text{hz}$	48
5.6	Análise no tempo dos sinais de temperatura calculada a partir da saída do controlador PI a) e após o filtro b), a amplitude do sinal amostrado pelo ADC c) e o erro da entrada do microcontrolador d) para uma frequência de corte projetada para $f_c = 5\text{hz}$	50
5.7	Análise no tempo dos sinais de temperatura calculada a partir da saída do controlador PI a) e após o filtro b), a amplitude do sinal amostrado pelo ADC c) e o erro da entrada do microcontrolador d) para uma frequência de corte projetada para $f_c = 10\text{hz}$	52

---

5.8	Análise no tempo dos sinais de temperatura calculada a partir da saída do controlador PI a) e após o filtro b), a amplitude do sinal amostrado pelo ADC c) e o erro da entrada do microcontrolador d) para uma frequência de corte projetada para $f_c = 20\text{hz}$	54
A.1	Característica de $R_s \times T_s$	59
D.1	Esquemático da unidade analógica	69
D.2	Layout da placa da unidade analógica	70



## CAPÍTULO 1

# Introdução

### 1.1 Visão Geral

Configurações com sensores termo-resistivos em malha fechada, que utilizam o princípio do balanço de potência, vêm sendo utilizada em sistemas de medição de radiação térmica  $H(t)$ , (ROSA; OLIVEIRA; GUNTHER, 2016) (OLIVEIRA et al., 1998), velocidade de fluidos  $U(t)$ , (TRAVI, 2009) (ALMEIDA et al., 2007) e temperatura ambiente  $T_a(t)$  (PALMA et al., 2003).

No método a temperatura constante, demonstrado em (OLIVEIRA, 1997) e posteriormente implementado por (PALMA et al., 2003), o termo-resistor é aquecido por efeito joule até uma determinada temperatura. Quando o sistema é submetido a influência de variações na radiação térmica incidente, na velocidade do fluido que envolve o sensor, ou na temperatura do ambiente, o sensor tende a trocar calor com o meio, fazendo com que sua temperatura de operação tenda a sair do ponto de operação. Essa variação é compensada pela variação de potência elétrica entregue ao sensor por uma malha de realimentação negativa.

Algumas topologias de circuito que utilizam esse método vêm sendo estudadas. Uma das mais usuais é a topologia que utiliza o sensor em um dos ramos da ponte de *Wheatstone*. Nessa configuração, a tensão de alimentação da ponte é a realimentação da tensão de saída do amplificador, que tende a aumentar ou diminuir sua tensão de saída a fim de manter constante a temperatura do sensor, quando submetido a uma das perturbações citadas anteriormente. Essa configuração foi analisada em (OLIVEIRA, 1997), onde foi apresentado um estudo da não linearidade na grandeza de medição, além dos impactos da tensão de *offset* do amplificador na dinâmica do sistema.

Outra topologia é baseada no modulador sigma-delta, conforme amplamente estudada por (ROSA et al., 2009)(ROSA, 2014)(ROSA; OLIVEIRA; GUNTHER, 2016)(ALMEIDA et al., 2007)(COSTA, 2005), nos quais foi implementado o transdutor sigma-delta térmico, que apresenta o sensor termo-resistivo substituindo o somador e o integrador da malha de controle, desta forma obtém-se um circuito simplificado, porém com uma resposta em frequência limitada, dependente de parâmetros do sensor (ROSA et al., 2009).

Esse trabalho é resultado da continuação da pesquisa inicializada por Lígia Palma, (PALMA et al., 2003), que por sua vez foi baseada na tese de dissertação de Doutorado

de Amauri Oliveira. Nele é implementado uma topologia de medição, na qual a informação do mensurando pode ser adquirida a partir da largura do pulso modulado e que esta tem relação linear com a temperatura ambiente e a radiação incidente no termo-resistor, facilitando o processo de medição dessas duas grandezas e simplificando o processo de compensação da temperatura ambiente em radiômetros e anemômetros.

A topologia do circuito utilizada nesse trabalho, implementada primeiramente por Palma utilizando um FPGA, para medição de temperatura ambiente, traz o sensor termo-resistivo sendo alimentado por um sinal de corrente com modulação PWM (do inglês, Pulse Width Modulation), cujo valor eficaz ao quadrado é proporcional à largura do pulso, que por sua vez, é controlada por meio de um controlador proporcional-integral (PI). Nesta topologia, a largura do pulso é a variável de medição que apresenta variação linear com o mensurando. Diferente do modulador sigma-delta térmico a frequência de corte não é definida pelos parâmetros do sensor, podendo, portanto, apresentar frequência de corte mais elevada. Essa característica é interessante para aplicações onde o mensurando pode apresentar taxas de variações elevadas.

A proposta deste mestrado é fazer um estudo do impacto do ruído de quantização na resolução da topologia estudada em (PALMA et al., 2003), propondo um aumento da performance da medição, por meio da filtragem do ruído inserido no sistema pelo conversor analógico-digital, além de otimizar o circuito eletrônico e reduzir custo de implementação, embarcando parte do circuito num microcontrolador digital.

## 1.2 Organização do trabalho

Nesse trabalho, o capítulo 2 é dedicado para fazer um apanhado nos conceitos fundamentais relativos aos sensores termo-resistivo em malha realimentada, acionado pela corrente eficaz do sensor ao quadrado.

No item 2.1 são apresentadas as suas equações matemáticas que relacionam as características térmicas do sensores termo-resistivo.

No item 2.2 é apresentada a arquitetura da malha de controle, além da da relação da variável de medição com a corrente eficaz ao quadrado do sensor e seu impacto na largura do pulso do sinal de acionamento.

No item 2.3 é realizada uma análise do ponto de vista da dinâmica da malha de controle. Nessa sessão são apresentadas as funções de transferência do sistema, assim como a função de transferência do ruído de quantização na variável de medição.

No item 2.4 faz-se uma análise do ruído de quantização e seu impacto na relação sinal-ruído de um conversor. Ao final, é analisado o impacto do ruído na resolução do sistema de medição do sensor termo-resistivo em configuração realimentada.

O capítulo 3 traz proposições acerca do projeto do sistema de medição abordado.

No item 3.1 são detalhados os modelos conceituais elaborados para a simulação do sistema, cujos resultados são apresentados no item 3.2.

O capítulo 4 aborda a concepção do protótipo no que se refere ao dimensionamento do hardware proposto, assim como a descrição do *firmware* embarcado no microcontrolador.

O capítulo 5 traz os resultados dos ensaios experimentais realizados com o protótipo implementado.

Nos apêndices tem-se o registro dos cálculos dos parâmetros do modelo de pequenos sinais do sensor termo-resistivo, as equações para transformação das constantes analógicas do controlador PI para as constantes do controlador PI digital, assim como os códigos em MATLAB utilizados nas simulações, o esquemático e *layout* da placa eletrônica desenvolvida e o código fonte do *firmware* embarcado.

### 1.3 Objetivo

O presente trabalho tem como objetivo principal realizar uma análise do impacto do ruído de quantização, proveniente da conversão da variável analógica para digital dentro da malha de realimentação, em sistemas baseados em sensores termo-resistivos acionados através de um sinal proporcional a sua corrente eficaz ao quadrado, propondo o uso de um filtro digital para aumentar a resolução da medição.



# Fundamentos básico

## 2.1 Sensores Termo-Resistivos

Os sensores termo-resistores são dispositivos que variam sua resistência  $R_s(t)$  em função de sua temperatura  $T_s(t)$ . Quando a variação da temperatura é inversamente proporcional a variação da resistência, eles são chamados de NTC (*Negative Temperature Coefficient*), já quando ela varia de forma diretamente proporcional, eles são chamados de PTC (*Positive Temperature Coefficient*).

Quando se trata de um termo-resistor do tipo NTC, a relação entre as variáveis de resistência e temperatura é exponencial, representada pela equação 2.1:

$$R_s(t) = Ae^{\frac{B}{T_s(t)}} \quad (2.1)$$

Onde,

- $B$  - Temperatura característica do sensor termo-resistivo;
- $A$  - Resistência do sensor termo-resistivo, quando  $T_s(t)$  tende a infinito;

Para os sensores metálicos essa relação pode ser linear, quando desprezado os efeitos de ordem superior. Nesse caso, a relação entre resistência e temperatura é dada por 2.2

$$R_s(t) = R_0\{1 + \alpha_1(T_s(t) - T_0)\} \quad (2.2)$$

Onde,

- $R_0$  - Resistência do sensor na temperatura de referência;
- $T_0$  - Temperatura do sensor na resistência de referência;
- $\alpha_1$  - Coeficiente de temperatura do sensor termo-resistivo metálico;

As equações (2.1) e (2.2) representam a relação estática entre a resistência e a temperatura do sensor. Uma segunda relação entre grandezas térmicas e elétricas pode ser obtida quando a primeira lei da Termodinâmica (lei da conservação de energia) é aplicada ao sensor termo-resistivo. Segundo essa lei, a variação da energia interna de um sistema é expressa pela diferença da energia entregue ao sistema e a energia dissipada do sistema para o meio. Dessa forma, sendo a potência elétrica presente nos terminais do sensor e

a radiação térmica incidente na sua superfície, a energia entregue ao sistema, e as trocas de calor por convecção a energia perdida do sensor para o meio, a lei da conservação de energia aplicada ao termo-resistor, é representada na Equação 2.3.

$$\alpha SH + P_e = G_{TH}(T_s - T_a) + C_{TH} \frac{dT_s}{dt} \quad (2.3)$$

onde:

- $\alpha SH$  - Radiação absorvida pelo sensor por unidade de tempo;
- $P_e$  - Potência elétrica entregue ao sensor;
- $G_{TH}(T_s - T_a)$  - Energia perdida/absorvida do sensor para o meio;
- $C_{TH} \frac{dT_s}{dt}$  - Variação de energia interna do sensor por unidade de tempo;
- $\alpha$  - Coeficiente de absorção do sensor;
- $S$  - Área da superfície do sensor ;
- $H$  - Radiação térmica incidente;
- $G_{TH}$  - Condutância térmica entre sensor e o meio;
- $C_{TH}$  - Capacitância térmica do sensor;
- $T_a$  - Temperatura ambiente.

As equações (2.2), (2.1) e (2.3) definem o comportamento termo-elétrico do sensor termo-resistivo, cuja relação pode ser representada pelo diagrama de blocos apresentado na figura 2.1.

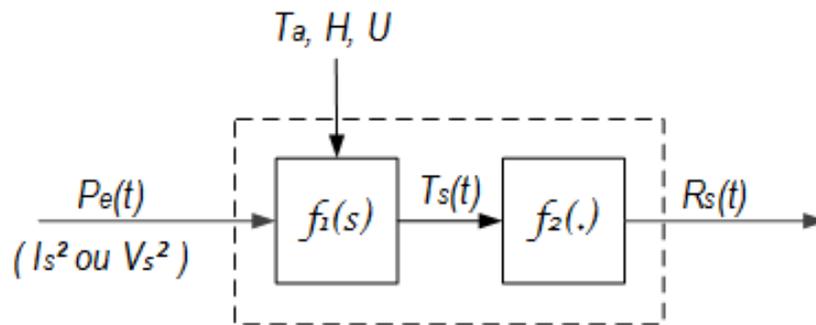


Figura 2.1: Modelo do subsistema do sensor termo-resistivo

Esse modelo vem sendo utilizado para se estimar os parâmetro de temperatura ambiente  $T_a(t)$ , radiação térmica  $H(t)$  e velocidade de fluidos  $U(t)$  de forma indireta, quando inserido em uma configuração realimentada capaz de manter um de seus parâmetros elétricos constantes. Nesse cenário, a variação em uma, ou mais dessas variáveis, poderia

ser monitorada através do esforço da malha em manter o ponto de equilíbrio do sistema. O subitem 2.2 apresenta uma descrição da operação desses sensores, quando inseridos em configuração realimentada.

## 2.2 Sensores termo-resistivos em configuração realimentada acionados por $I_{rms}^2$

Segundo a bibliografia pesquisada, alguns métodos podem ser utilizados para medição de grandezas a partir de um sensor termo-resistivo. Neles, uma grandeza elétrica do sensor ( $I_s$ ,  $V_s$  ou  $R_s$ ) é mantida constante e a informação é estimada da tensão nos seus terminais, ou da corrente que atravessa o sensor. Em (OLIVEIRA et al., 1998) os métodos a temperatura constante, tensão constante e corrente constante são analisados, quanto a sua performance em termos de constante de tempo, sensibilidade e linearidade. Segundo o autor, o método a temperatura constante se mostra muito interessante, pois apresenta a menor constante de tempo do sistema. Nesse método, a malha é projetada para manter o sensor sempre aquecido, mantido a uma temperatura constante, e as variáveis a serem medidas são tratadas como perturbações na malha fechada. O desequilíbrio na malha, causada pelas variações em  $T_a$ ,  $\alpha SH$  ou  $U$  tendem a ser compensadas pela realimentação negativa de forma a manter o sensor na sua temperatura de operação. Quando o termoresistor tende a perder mais calor para o meio, em virtude da redução da temperatura ambiente por exemplo, a malha responde enviando mais potência elétrica ao sensor. De forma similar, quando a incidência de radiação térmica aumenta sobre o mesmo, ele tende a aquecer, logo a malha responde enviando menos potência elétrica para manter constante sua temperatura de operação, (OLIVEIRA et al., 1998), (PALMA et al., 2003).

Tendo em vista que a malha realimentada tende a enviar mais ou menos potência ao sensor, a depender das perturbações inseridas no sistema, a grandeza potência elétrica entregue ao sensor pode ser utilizada para medir, de forma indireta, as grandezas  $T_a$ ,  $\alpha SH$  ou  $U$ .

O diagrama de blocos simplificado da malha é apresentado na Figura 2.2.  $x(t)$  é a variável de medição (proporcional a potência elétrica entregue ao sensor) que também é o sinal de comando do controlador,  $C(s)$ . Independente da variação na incidência de radiação térmica  $H$ , variação da temperatura ambiente  $T_a$  e variação da velocidade do fluido em volta do sensor  $U$ , a temperatura de operação do mesmo é mantida sempre constante. O sensor é um sub-componente do sistema, cuja função de transferência é dada por  $G(s)$ :

O controle da temperatura do sensor é realizado aumentando ou reduzindo a potência elétrica entregue ao sensor, por meio do sinal de comando (variável de medição)  $x(t)$ , logo ela é diretamente proporcional a corrente eficaz ao quadrado que atravessa o termoresistor  $I_{rms}^2(t)$ .  $y(t)$  é a variável de observação, proporcional a resistência elétrica do

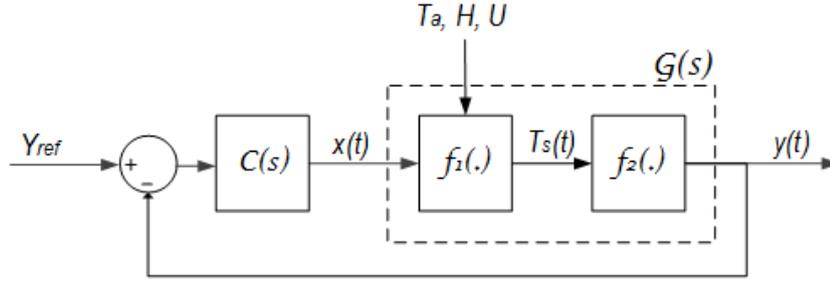


Figura 2.2: Malha de controle do sensor termo-resistivo

sensor  $R_s$ . Quando o mesmo tende a perder energia para o meio, a perturbação é refletida na entrada do controlador, que por sua vez, atua no sentido de fazer a temperatura do sensor voltar ao seu nível antes da excitação, cujo valor de referência é dado por  $y_{ref}$ .

Quando o sistema se encontra em regime permanente, a Equação (2.3), torna-se:

$$P_e(t) = G_{TH}(T_s(t) - T_a(t)) - \alpha SH(t) \quad (2.4)$$

Considerando que  $P_e(t) = R_s(t)x(t) = R_s(t)I_{rms}^2(t)$  e fazendo a substituição em (2.4), tem-se que:

$$I_{rms}^2(t) = \frac{(G_{TH}(T_s(t) - T_a(t)) - \alpha SH(t))}{R_s(t)} \quad (2.5)$$

Essa equação mostra a relação linear entre a corrente eficaz ao quadrado que atravessa o sensor e a variável de interesse  $\alpha SH$ , tendo em vista  $G_{TH}$  é constante (não há convecção forçada),  $R_s$  e  $T_s$  são mantidos constantes pela malha de controle e a temperatura ambiente é conhecida. É possível observar também a relação linear entre  $I_{rms}^2$  e  $T_a$ , quando  $\alpha SH$ ,  $R_s$ ,  $T_s$  e  $G_{TH}$  são mantidos constante.

A implementação desse sistema por meio de uma unidade de processamento digital, pode ser facilitada modulando, na largura do pulso do sinal de acionamento do sensor, o sinal de  $I_{rms}^2$ , conforme proposto em (OLIVEIRA et al., 1998), (ROSA; OLIVEIRA; GUNTHER, 2016). Nessa arquitetura, o corrente que atravessa o sensor é acionada por uma fonte de corrente constante,  $I_p$ , e a potência entregue ao sensor é controlada por  $C(s)$  mediante o cálculo do tempo em que o sinal pulsado estará ativo,  $T_{on}$ , durante o período  $T$ , de tal forma que:

$$d_{pwm}(t) = \frac{T_{on}}{T} = \frac{I_{rms}^2(t)}{I_p^2(t)} \quad (2.6)$$

$d_{pwm}$  é o *duty cycle* do sinal de acionamento do sensor termo-resistivo. Dessa forma,

a equação (2.5) pode ser reescrita por:

$$d_{pwm}(t) = \frac{(G_{TH}(T_s(t) - T_a(t)) - \alpha SH(t))}{R_s(t)I_p^2} \quad (2.7)$$

Em (2.7) tem-se a relação linear entre as variáveis de perturbação da malha ( $T_a$ ,  $\alpha SH$ ) e a variável  $d_{pwm}$ . Observa-se que as variáveis a serem inferidas são refletidas na largura do pulso do sinal de acionamento do controlador. Em outras palavras, as perturbações na malha são refletidas na potência elétrica entregue ao sensor, mediante a variação do *duty cycle* do sinal pulsado de acionamento do sensor.

No caso do uso dessa arquitetura para aplicação de medição de temperatura ambiente, o sensor não é submetido a radiações térmicas, ou seja  $\alpha SH = 0$ . Desta forma:

$$d_{pwm}(t) = \frac{(G_{TH}(T_{s0} - T_a(t)))}{R_{s0}I_p^2} \quad (2.8)$$

Nesse cenário, a temperatura ambiente a ser medida  $T_a$  deverá ser sempre menor do que a temperatura de operação do sensor, logo  $T_{s0}$  irá definir o limite superior, condição em que  $d_{pwm} = 0$ , do range de medição do termômetro. Sendo  $T_{s0}$  e  $R_{s0}$  a temperatura e a resistência de operação do sensor, respectivamente, que são mantidos constantes pela malha de controle. A medida que  $T_a$  aumenta,  $d_{pwm}$  irá reduzir, logo a potência elétrica entregue ao sensor é reduzida. Do ponto de vista térmico, a medida que a temperatura ambiente aumenta, o sensor tende a perder menos calor para o meio, dessa forma, para manter temperatura do sensor constante, a potência elétrica entregue ao mesmo também precisa ser reduzida.

Para se implementar um radiômetro,  $T_a$  precisa ser monitorado, para efeito de compensação. Nesse caso, a equação (2.7) resulta em:

$$d_{pwm}(t) = \frac{(G_{TH}(T_{s0} - T_{an}) - \alpha SH(t))}{R_{s0}I_p^2} \quad (2.9)$$

Assim como no termômetro,  $T_{s0}$  e  $R_{s0}$  são mantidos constantes pela malha de controle. Quando a radiação térmica aumenta o *duty cycle* do sinal de acionamento do sensor tende a diminuir, ou seja a incidência de radiação térmica tenderia a aumentar a temperatura do sensor, dessa forma a potência elétrica entregue ao sensor é reduzida, para que a malha consiga manter a temperatura do ponto de operação do sensor constante. Assim como no termômetro, para garantir a operação da malha, a temperatura ambiente  $T_{an}$  deverá ser sempre menor do que a temperatura de operação do sensor  $T_{s0}$ . O limite máximo teórico da radiação térmica absorvida a ser medida pelo sistema, condição em que  $d_{pwm} = 0$ , é dado pelo primeiro termo do lado direito da equação (2.9).

Pode-se observar também que a variação de  $T_{an}$  e  $\alpha SH$  dará origem a uma família de curvas, representadas na figura 2.3.

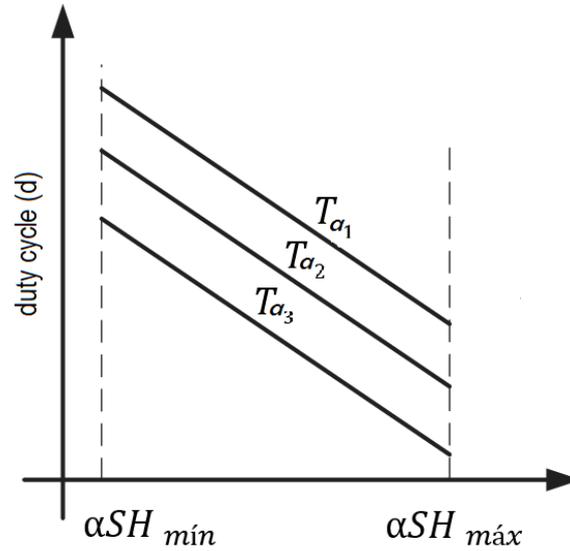


Figura 2.3: Largura relativa do pulso do PWM (duty cycle) versus radiação térmica absorvida para as temperaturas ambientes  $T_{a_n}$ , tal que  $T_{a_3} > T_{a_2} > T_{a_1}$

### 2.3 Comportamento da malha de controle

Conforme visto na figura 2.2 o controle da temperatura do sensor termo-resistivo é implementado através de uma malha fechada composta pela função de transferência do sensor  $G(s)$  e a função de transferência do controlador proporcional-integrador  $C(s)$ . Nessa arquitetura, o valor da resistência elétrica do sensor  $y(t)$  é medido e reinserido na malha, através da realimentação negativa, para ser comparado ao *set point*  $Y_{ref}$  do sistema. A entrada do controlador recebe a diferença dos valores de resistência e entrega  $x(t)$ , proporcional a corrente eficaz que atravessa o sensor  $I_{rms}^2(t)$ , que irá acionar o sensor termo-resistivo.

O valor da resistência  $R_s$  oscilando em torno de um ponto de operação pela malha de controle, porém com valor médio constante. Consequentemente, conforme as Equações (2.1) e (2.2), sua temperatura também permanecerá oscilante em torno do ponto de operação.

Dessa forma, a malha irá atuar de forma a manter o sensor operando em torno de um ponto de operação  $(I_{s0}, R_{s0})$ . Nesse ponto, a resistência se aproxima de um comportamento linear, cuja dedução do modelo para pequenos sinais, apresentado na equação 2.10, está descrito no apêndice A.

$$R(s) = \frac{k_h H(s) + k_x X(s) + k_a T_a(s)}{\tau_a s + 1} \quad (2.10)$$

$R(s)$  é a transformada da variação da resistência do sensor em torno de  $R_{s0}$  e as constantes  $k_x$ ,  $k_h$ ,  $k_a$  e  $\tau_a$ , são tais que:

$$k_x = \frac{R_{s0}}{G_{TH}k_t - I_{s0}^2} \quad k_h = \frac{\alpha S}{G_{TH}k_t - I_{s0}^2} \quad k_a = \frac{G_{TH}}{G_{TH}k_t - I_{s0}^2} \quad \tau_a = \frac{C_{TH}k_t}{G_{TH}k_t - I_{s0}^2} \quad k_t = \frac{-T_{s0}^2}{BR_{s0}}$$

A síntese do controlador  $C(s)$  é baseada no modelo para pequenos sinais do sensor termo-resistivo (2.10) e suas constantes são calculadas de forma que a constante de tempo de malha fechada seja reduzida, utilizando para isso a técnica de cancelamento de polo e zero para cancelar a constante de tempo aparente do sensor  $\tau_a$ , reduzindo assim o tempo de resposta do sistema em malha fechada. Para isso, utiliza-se um controlador proporcional-integrador (PI) (OLIVEIRA et al., 1998), dado por:

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (2.11)$$

Os valores da constante de proporcionalidade  $k_p$  e da constante de integração  $k_i$ , são determinadas a partir da relação a seguir:

$$\frac{k_p}{k_i} = \tau_a \quad (2.12)$$

A implementação desse sistema utilizando processamento digital, exige a conversão de sinais analógicos de tensão ou corrente, lidos no terminal do termo-resistor, para um sinal digital a ser processado dentro do controlador. Essa conversão é implementada através de um conversor analógico-digital, que durante o processo de quantização da amostra do valor, um erro, denominado  $e(t)$  é somado ao valor observado  $y(t)$ .

Na figura 2.4 tem-se o diagrama de blocos da malha de controle com o modelo linear do sensor, onde foi adicionado na realimentação o ruído de quantização  $e(t)$  proveniente do processo de conversão da variável analógica para digital.

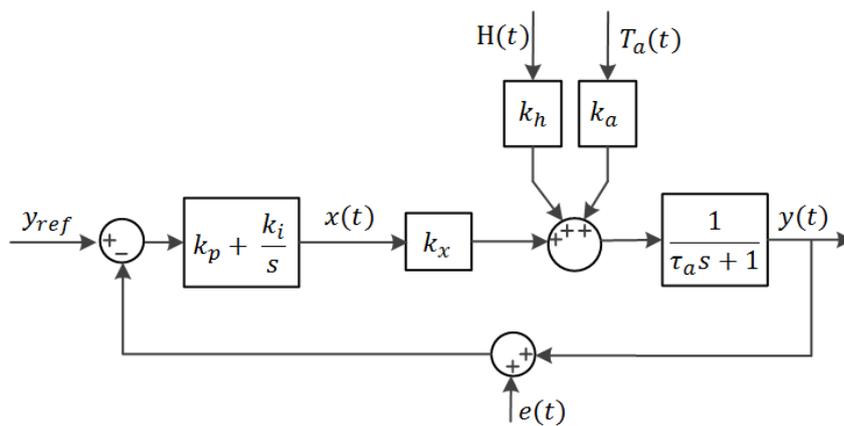


Figura 2.4: Malha de controle com modelo linear do sensor

A função de transferência da saída  $Y(s)$  em relação a entrada de referência  $Y_{ref}(s)$  é dado por:

$$H_{yyref}(s) = \frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{(k_p + \frac{k_i}{s})(k_x)(\frac{1}{\tau_a s + 1})}{1 + (k_p + \frac{k_i}{s})(k_x)(\frac{1}{\tau_a s + 1})} \quad (2.13)$$

Substituindo (2.12), em (2.13):

$$H_{yyref}(s) = \frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{k_x k_i}{s + k_x k_i} \quad (2.14)$$

A função de transferência (2.14) representa o comportamento de um filtro passa-baixa de primeira ordem, cujo pólo é dado por dois parâmetros  $k_i$  e  $k_x$ . O primeiro parâmetro  $k_x$  depende das características do sensor e do ponto de operação determinado para operação do mesmo. O segundo parâmetro  $k_i$  é definido pelo controlador, sendo assim ele poderá ser ajustado pelo projetista a depender da necessidade do tempo de resposta do sistema em malha fechada. Na medição indireta de velocidade de fluidos  $U(t)$ , Radiação Térmica  $\alpha SH(t)$  e temperatura ambiente  $T_a(t)$  essa arquitetura apresenta um grande potencial de uso, para aplicações com tempos de resposta reduzidos.

Já a radiação térmica  $H(t)$  atua como uma perturbação na malha, cujo efeito é compensado pelo sinal de comando  $x(t)$ . A função de transferência da variável de medição  $X(s)$  em relação a radiação térmica  $H(s)$ , é dada por:

$$H_{xH}(s) = \frac{X(s)}{H(s)} = \frac{(-(k_p + \frac{k_i}{s}))(k_h)(\frac{1}{\tau_a s + 1})}{1 + (-(k_p + \frac{k_i}{s}))(k_x)(\frac{1}{\tau_a s + 1})} \quad (2.15)$$

Substituindo (2.12), em (2.15):

$$H_{xH}(s) = \frac{X(s)}{H(s)} = \frac{-k_h k_i}{s + k_x k_i} \quad (2.16)$$

Da foram semelhante, a temperatura ambiente  $T_a(t)$  também atua como uma perturbação na malha, cujo efeito é compensado pelo sinal de comando  $x(t)$ . A função de transferência da variável de medição  $X(s)$  em relação a variação da temperatura ambiente  $T_a(s)$ , é dada por:

$$H_{xT_a}(s) = \frac{X(s)}{T_a(s)} = \frac{(-(k_p + \frac{k_i}{s}))(k_a)(\frac{1}{\tau_a s + 1})}{1 + (-(k_p + \frac{k_i}{s}))(k_x)(\frac{1}{\tau_a s + 1})} \quad (2.17)$$

Substituindo (2.12), em (2.17):

$$H_{xT_a}(s) = \frac{X(s)}{T_a(s)} = \frac{-k_a k_i}{s + k_x k_i} \quad (2.18)$$

As funções de transferência (2.16) e (2.18) também possuem o comportamento de um filtro passa baixa com frequência de corte dado por  $k_i k_x$ .

Para avaliar o impacto da variável de medição  $X(s)$  em função do ruído inserido pelo conversor analógico-digital, calcula-se a função de transferência de  $X(s)$  em função do ruído de quantização  $E(s)$ .

$$H_{xe}(s) = \frac{X(s)}{E(s)} = \frac{-(k_p + \frac{k_i}{s})}{1 + ((k_p + \frac{k_i}{s}))(k_x)(\frac{1}{\tau_a s + 1})} \quad (2.19)$$

Substituindo (2.12), em (2.19):

$$H_{xe}(s) = \frac{X(s)}{E(s)} = -\frac{k_p s + k_i}{s + k_x k_i} \quad (2.20)$$

$H_{xe}$  é uma função de transferência com característica de um filtro passa alta, com um zero localizado em  $-k_p/k_i$  (igual a  $\frac{1}{\tau_a}$ ) e polo localizado em  $-k_i k_x$ . Observa-se que  $E(s)$  é, portanto, deslocado para altas frequências, degradando a relação sinal-ruído (SNR) da variável de medição  $X(s)$ .

A análise no domínio  $s$  da malha de medição com sensor termo-resistivo em configuração realimentada, se assemelha a análise do modulador Sigma-Delta no domínio  $s$ . Em ambos, a função de transferência de sinal, no caso  $H_{yyref}(s)$  (e mesmo as funções de transferência das perturbações  $H_{xH}(s)$  e  $H_{xT_a}(s)$ ), são funções passa-baixa, enquanto que a função de transferência do ruído de quantização, no caso  $H_{xe}(s)$ , modula o ruído para altas frequências. Existe, porém, uma diferença entre ambos. Diferente do modulador Sigma-Delta, no qual o zero da função de transferência do ruído está posicionado na origem, na topologia do sistema de medição proposto nesse trabalho, o zero da função de transferência do sistema de medição está posicionado fora da origem, e o valor é determinado pela constante de tempo aparente do sensor  $\tau_a$ . A análise das funções de transferência de sinal e do ruído do modulador Sigma-Delta pode ser verificada na Figura 2.5.

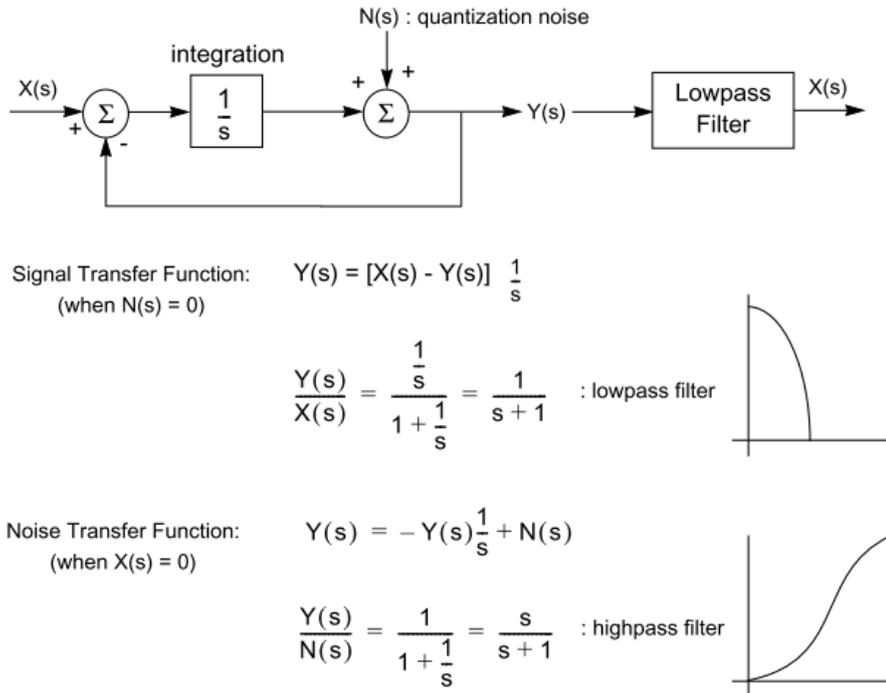


Figura 2.5: Análise do modulador Sigma-Delta no domínio da frequência (HUANG, 1999)

## 2.4 Degradação da relação sinal-ruído do sistema de medição

A resolução de um conversor analógico-digital é dado pelo número de bits  $N$  utilizado para representação da grandeza analógica a ser convertida. Entretanto, durante o processo de conversão outro fator importante a ser considerado para a determinação do desempenho da conversão está associado ao ruído presente na banda do sinal a ser medido. Conforme introduzido na sessão 2.3, uma fonte de ruído importante nos sistemas de medição está associada a perda de informação dentro do conversor analógico-digital, em virtude da quantidade finita de estados que a grandeza analógica pode ser representada, dentro do domínio digital. A diferença entre a grandeza analógica mensurada e seu valor quantizado, pode ser modelado por um ruído, denominado ruído de quantização  $e_q$ . Um exemplo do erro de quantização de um sinal senoidal amostrado é apresentado na figura 2.6.

O *Signal-Noise Ratio* (SNR), definida em (2.21), representa a relação em decibel entre a potência do sinal a ser medido  $\sigma_{sinal}^2$  e o nível de potência do ruído  $\sigma_{ruído}^2$ .

$$SNR = 10 \log \frac{\sigma_{sinal}^2}{\sigma_{ruído}^2} \quad (2.21)$$

Quanto menor é a interferência do ruído sobre o sinal medido, melhor será o SNR do

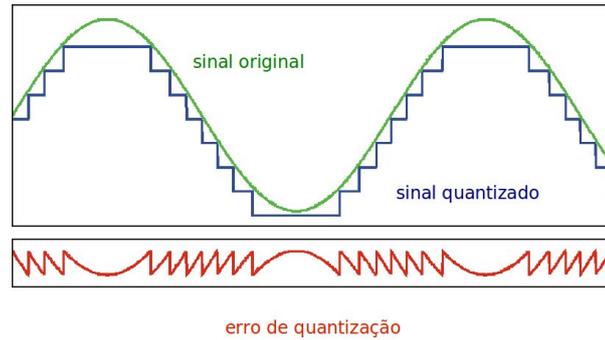


Figura 2.6: Representação do erro de quantização

sistema. O valor eficaz do erro de quantização  $\overline{e}_q$ , quando este possui valor médio nulo equivale a:

$$\overline{e}_q = \frac{\Delta}{\sqrt{12}} \quad (2.22)$$

Desta forma, a potência do ruído de quantização é dada por:

$$\sigma_{ruído}^2 = \overline{e}_q^2 = \frac{\Delta^2}{12} = \frac{2V}{2^N - 1} \frac{1}{12} \approx \frac{2V}{2^N} \frac{1}{N} \quad (2.23)$$

Onde  $V$  corresponde a metade da amplitude da faixa de entrada do conversor analógico digital. Substituindo (2.23) em (2.21), obtêm-se que:

$$SNR = 10 \log \frac{\sigma_{sinal}^2}{V^2} + 4,77 + 6,02N \quad (2.24)$$

Para um sinal de entrada senoidal de amplitude  $V$ ,  $\sigma_{sinal}^2 = \frac{V^2}{2}$ , logo:

$$SNR = 1,76 + 6,02N \quad (2.25)$$

Em (2.24) e em (2.25) verifica-se a relação direta entre o número de bits  $N$  e o  $SNR$ , onde pode-se concluir que cada bit adicionado ao conversor impacta em  $6,02dB$  a mais no  $SNR$ .

Considerando os efeitos de distorções presentes no sinal medido, muitas vezes proveniente do próprio circuito eletrônico associado ao sistema de medição, pode-se definir o parâmetro ENOB que representa o número de bits efetivo de um conversor analógico digital, dada pela equação (2.26).

$$ENOB = \frac{(SNDR - 1,76)}{6,02} \quad (2.26)$$

SNDR é a faixa dinâmica de operação, em decibel, correspondente a diferença entre a potência máxima do sinal desejado de interesse e o nível de ruído de quantização somado

as distorções presentes do sinal. A figura 2.7 faz uma representação da faixa dinâmica de excursão na entrada de um conversor analógico digital.

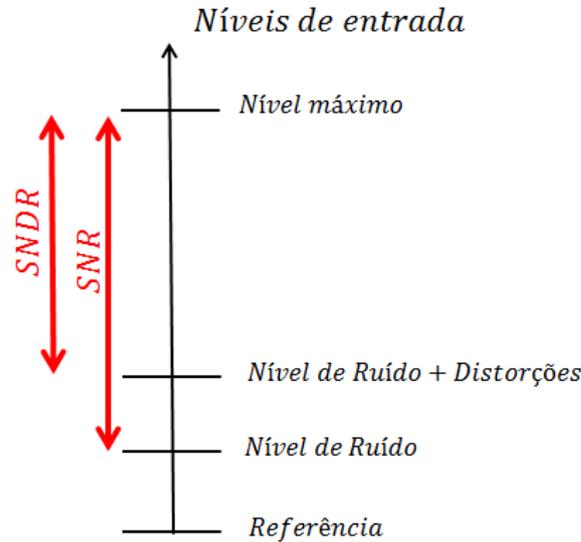


Figura 2.7: Representação do SNR e SNDR dentro da faixa do fundo de escala do conversor analógico digital. Fonte: Própria, 2018

Alguns conversores analógicos digitais trabalham com o conceito do aumento do número de bits efetivo (*ENOB*) de forma virtual, ou seja, maximizar o SNDR do sistema através da atenuação do ruído para elevar o número efetivo de bits, sem aumentar o número de bits real do conversor. Um exemplo bastante conhecido na literatura é o conversor sigma-delta (AZIZ; H, 1996)(HUANG, 1999), onde  $N$  é normalmente igual a 1, porém não raro são encontrados, comercialmente, conversores sigma-delta com resolução superiores a 16 bits. Isso se dá, uma vez que esses conversores modelam o ruído de quantização para as altas frequências, deixando o sinal de interesse na região de baixa frequência. Dessa forma o ruído pode ser facilmente atenuado através de um filtro passa-baixa.

Nesse sentido, as características do sensor termo-resistivo realimentado implementado nesse trabalho, se assemelham aos conversores sigma-delta, pois o ruído de quantização também é deslocado para frequências mais altas, separando a banda do sinal desejado do ruído de quantização. O aumento do número efetivo de bits poderá ser alcançado mediante uma filtragem para atenuação do ruído e seleção da banda do sinal contido nas baixas frequências. Na figura 2.8 é representado o módulo da resposta em amplitude da função de transferência do sinal medido em relação ao ruído  $|H_{xe}(s)|$ .

O sinal em azul, representado pela letra  $a$ ), é a banda do sinal desejado e em vermelho, representado pelas curvas  $b$ ),  $c$ ) e  $d$ ) as amplitudes dos ruídos. O ruído começa a subir na proporção de 20dB/década a partir de  $f_z$  e volta a ser constante a partir da frequência de corte da malha fechada  $f_c$ . A amplitude do erro de quantização é mostrado

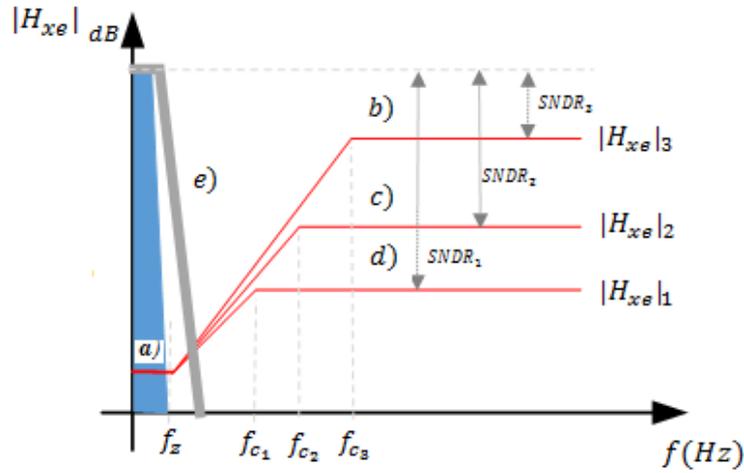


Figura 2.8: Função de transferência do ruído de quantização (curvas b, c e d, em vermelho) em relação ao sinal de medição (curva a, em azul). Fonte: Própria, 2018

para três frequências de cortes distintas, tal que  $f_{c1} < f_{c2} < f_{c3}$ . Quanto maior a frequência de corte do sistema, menor será o SNDR, logo menor ENOB da conversão da grandeza.

Na imagem 2.8 pode-se verificar que o deslocamento do polo em direção a frequências mais altas, aumenta o nível de ruído inserido no sinal de medição, degradando a relação sinal ruído do sistema de medição do sensor em malha realimentada. Ou seja, a redução da constante de tempo do sistema é acompanhado pela degradação do SNR. Dessa forma, levantou-se a hipótese do uso de um filtro passa-baixa inserido fora da malha para atenuar o ruído de quantização, representado pela curva e), na figura 2.8 e no diagrama de blocos da figura 2.9.

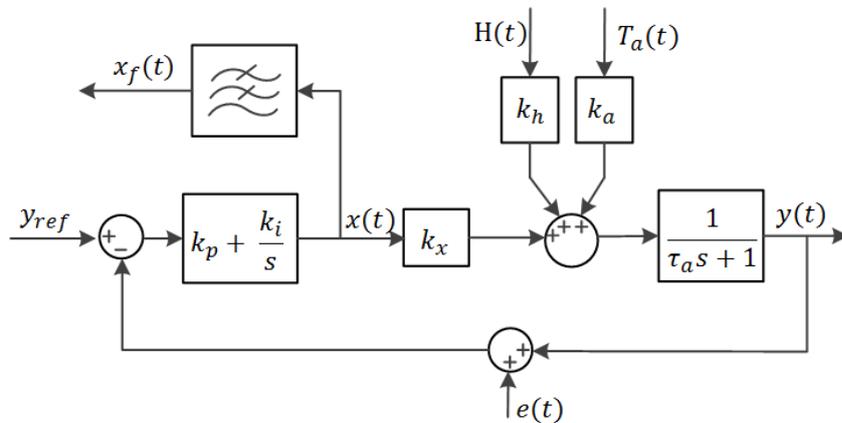


Figura 2.9: Diagrama de bloco da malha realimentada com filtro passa baixa

De acordo com o diagrama acima, um filtro passa-baixa com frequência de corte  $f_{cPB}$  alocado entre  $f_z$  e a frequência de corte da malha ( $f_{c1}$ ,  $f_{c2}$  e  $f_{c3}$ ) pode ser inserido fora da malha, a fim de atenuar o ruído em altas frequência na variável de medição. Dessa forma, o polo da malha fechada pode ser mantido em valores elevados, para garantir uma resposta mais rápida do sistema aos estímulos de  $T_a$  e  $\alpha SH$ . Vale destacar que, quanto mais  $f_{cPB}$  for próximo de  $f_z$ , menor será o nível de ruído presente no sinal medido.

Para validar a configuração acima foi implementado um modelo em MATLAB para realização da análise comportamental do sistema, e em seguida, um circuito eletrônico foi projetado para validar o sistema.

## Projeto do sistema de medição

A malha de controle do sistema utilizando termo-resistores em malha fechada, apresentado na sessão 2.4, é representado pelo diagrama conceitual eletrônico da figura 3.1.

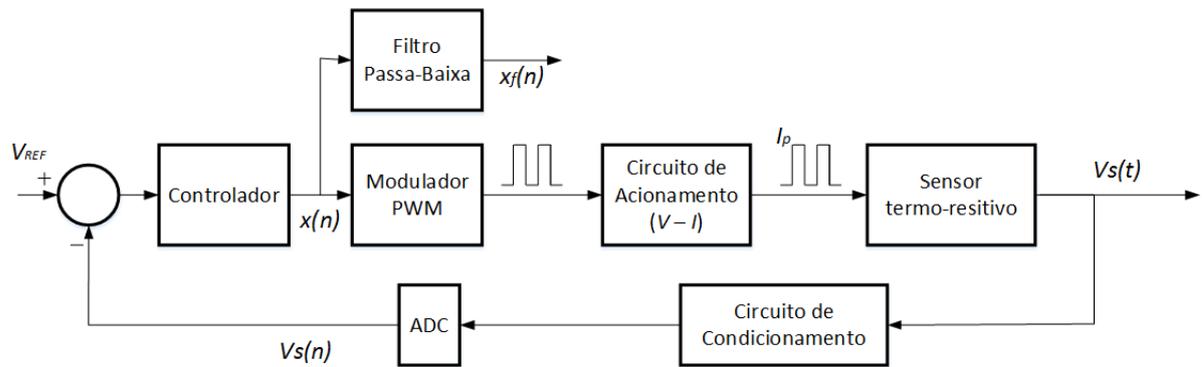


Figura 3.1: Diagrama de blocos da implementação do sistema de medição realimentado com sensor termo-resistivo

Nesse diagrama o controle da potência elétrica entregue ao sensor é modulada na largura de pulso do sinal de acionamento do termo-resistor, que é implementado por meio de um conversor tensão-corrente (circuito de acionamento na figura 3.1) com amplitude  $I_p$ . A corrente que atravessa o termo-resistor gera um diferença de potencial nos seus terminais equivalente a  $V_s(t) = R_s I_p$ . Sendo  $I_p$  uma constante, pequenas variações em  $T_s$ , e conseqüentemente em  $R_s$ , serão refletidas na tensão elétrica nos terminais do termo-resistor  $V_s(t)$ . Esse sinal, por sua vez, é amostrado e quantizado pelo conversor analógico-digital (ADC),  $V_s(n)$ .

O circuito de condicionamento é responsável por ajustar o nível de tensão da variável  $V_s(t)$  ao níveis de tensão de entrada do ADC.

A unidade de processamento digital, implementada através de um microcontrolador, poderá integrar num único dispositivo as funcionalidade do ADC, do controlador PI, do modulador PWM e do filtro passa-baixas. Nesse contexto, a implementação dos circuitos analógicos podem ser restritas a síntese do circuito de acionamento do sensor e ao circuito de condicionamento do sinal, permitindo uma redução do tamanho da placa eletrônica e conseqüentemente dos custos envolvidos na implementação do hardware.

O controlador analógico projetado na sessão 2.3 recebe na sua entrada, a diferença entre duas resistências e fornece na saída um valor de corrente elevado ao quadrado, que é modulado na variação do *duty cycle* do PWM. Contudo, o controlador implementado no microcontrolador e observado na figura 3.1, recebe na sua entrada o valor digital da diferença entre a tensão digital de referência  $V_{REF}$  e a tensão digitalizada do termo-resistor, após circuito de condicionamento. A amostragem da tensão é feita no momento em que a corrente constante  $I_p$  atravessa o sensor, uma vez que o sensor opera em torno de um ponto de operação  $R_{s0}$  e  $T_{s0}$ , a tensão amostrada nos terminais do termo-resistor  $V_s$  guarda uma relação direta com o valor da sua resistência  $R_s$ . A conversão das constantes analógicas do controlador, para os parâmetros digitais, são detalhados em apêndice B.

O termo-resistor utilizado é o sensor NTC modelo 1K2A1 fabricado pela TE Connectivity. A temperatura ambiente de  $25^\circ\text{C}$  o dispositivo apresenta resistência de  $1\text{k}\ \Omega$  e a temperatura característica é  $B = 3348$ . A condutância térmica  $G_{TH} = 0,75\text{mW}/\text{C}$  e a constante de tempo de  $0,75\text{s}$  foram determinados experimentalmente, seguindo o método proposto em (SANTOS, 2012) e (SANTOS et al., 2011).

A síntese de um passo-a-passo para projetar um sistema de medição baseado na arquitetura acima é descrita nos itens a seguir:

1. Determinação da temperatura de operação do sensor  $T_{s0}$ . No caso de medidores de temperatura ambiente  $T_{s0}$  deve ser sempre maior que  $T_{a_{max}}$  a ser medida;
2. Cálculo da resistência de operação do sensor  $R_{s0}$  através da equação (2.1);
3. Cálculo da corrente de operação do sensor  $I_{s0}$  através das equações:

No caso de medição de temperatura ambiente:

$$I_{s0} = \sqrt{\frac{G_{TH}(T_{s0} - T_a)}{R_{s0}}} \quad (3.1)$$

No caso de medição de radiação térmica:

$$I_{s0} = \sqrt{\frac{G_{TH}(T_{s0} - T_a) - \alpha SH_0}{R_{s0}}} \quad (3.2)$$

4. Cálculo da corrente de acionamento do sensor  $I_p$  através da equação (3.3), onde este é calculado de forma que a corrente  $I_{s0}$  opere no ponto médio do range mínimo e máximo da potência, ou seja quando  $d_{pwm} = 50\%$ ;

$$I_p = \frac{I_{s0}}{\sqrt{0.5}} \quad (3.3)$$

5. Cálculo dos parâmetros para modelo de pequenos sinais do sensor ( $k_t$ ,  $k_x$ ,  $\tau_a$ ) conforme equações descritas por (2.10);
6. Cálculo das constantes proporcional  $k_p$  e integral  $k_i$  do controlador Proporcional Integrador

A constante de integração  $k_i$  é calculada considerando a posição do polo de malha fechada  $f_c$  a ser determinada pelo projetista.

$$k_i = \frac{2\pi f_c}{k_x k_r} \quad (3.4)$$

Já a constante proporcional é obtida através da condição de cancelamento da constante de tempo do sensor  $\tau_a$ .

$$k_p = k_i \tau_a \quad (3.5)$$

7. Converter as constantes de  $k_p$  e  $k_i$  do controlador analógico PI para as constantes  $K_{pD}$  e  $K_{iD}$  para serem implementadas num controlador PI digital, conforme descrito no apêndice C.
8. Projetar filtro passa-baixa com frequência de corte  $f_{c_{PB}}$  posicionado entre o zero e o polo da função de transferência da malha fechada do sistema. Entretanto, vale ressaltar que, para se obter maior atenuação do ruído de quantização é importante posicionar a frequência de corte da filtro próximo ao zero da função de transferência do sistema.
9. Cálculo de  $T_a$  (ou  $\alpha SH$ ) a partir da saída do filtro passa-baixa  $x(n)$ :

$$T_a = T_s - \frac{x(n) R_s I_p^2}{n_{adc} G_{TH}} \quad (3.6)$$

$$\alpha SH = G_{TH}(T_s 0 - T_{a_n}) - \frac{x(n) R_{s0} I_p^2}{n_{adc}} \quad (3.7)$$

A implementação do sistema de medição foi feita inicialmente em MATLAB, a fim de se analisar a dinâmica da malha e em seguida um circuito eletrônico foi sintetizado e implementado para se avaliar o desempenho do sistema. Os resultados de ambos os casos serão apresentados nos capítulos subsequentes.

### 3.1 Simulações para validação conceitual

A análise matemática do sensor termo-resistivo em configuração realimentada, acionada através de um sinal modulado em largura de pulso proporcional a corrente ao

quadrado, foi analisado baseado em simulações utilizando a ferramenta *Simulink* do MATLAB.

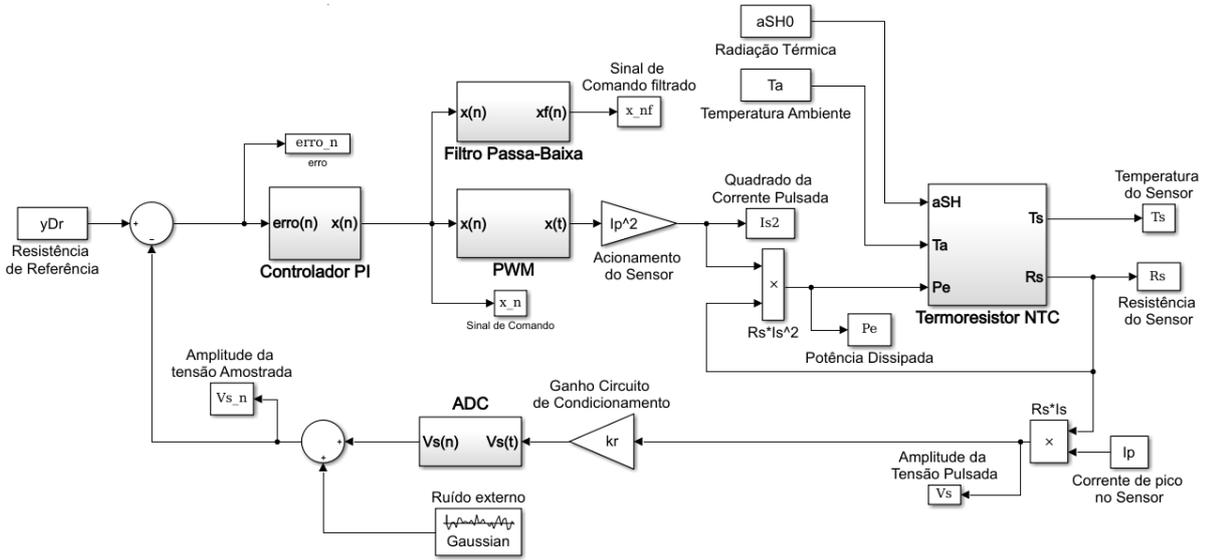


Figura 3.2: Diagrama de blocos do modelo do sensor termo-resistivo em configuração realimentada

Para se ter uma representação mais próximo da realidade do comportamento do sensor termo-resistivo, utiliza-se seu modelo não-linear, operando em torno de um ponto de operação. O modelo foi construído isolando a componente derivativa da equação (2.3).

$$\frac{\alpha SH + P_e - G_{TH}(T_s - T_a)}{C_{TH}} = \frac{dT_s}{dt} \quad (3.8)$$

Integrando ambos os lados, obtêm-se o valor da grandeza térmica  $T_s$ .

$$T_s = \int \frac{\alpha SH + P_e - G_{TH}(T_s - T_a)}{C_{TH}} dt \quad (3.9)$$

Na figura 3.2 pode-se observar que a saída do bloco é a temperatura do sensor  $T_s$  que pode ser convertida para o seu valor de resistência por meio da equação (2.1), apresentada no capítulo 2.

Esse modelo foi encapsulado num sub-bloco do *simulink* denominado Termo-Resistor NTC, (vide figura 3.3). A saída  $R_s$  é multiplicada pelo ganho  $I_p^2$  para gerar o sinal de potência elétrica dissipada no sensor. Esse sinal é então realimentado na entrada  $P_e$  do modelo.

O acionamento do sensor é modelado por uma fonte de corrente  $I_p$ , através de um bloco multiplicador, que implementa a operação com  $R_s$  gerando o sinal de tensão lido

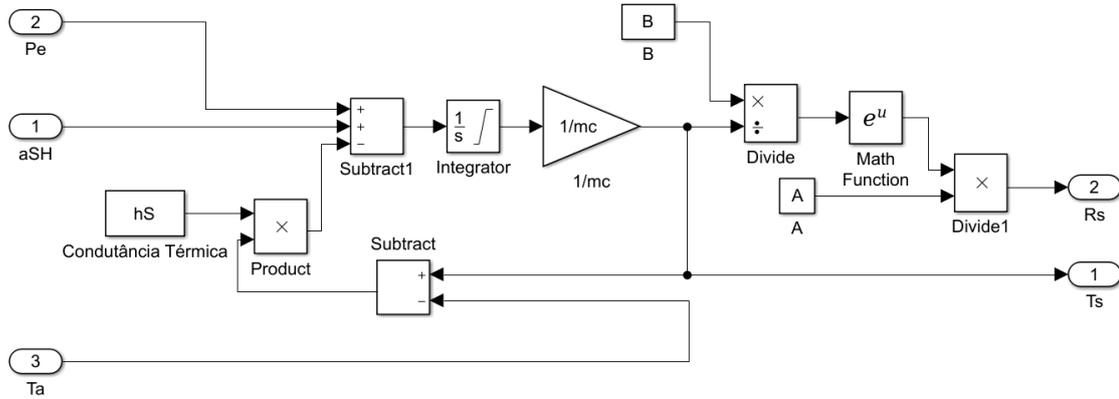


Figura 3.3: Modelo não-linear do sensor termo-resistivo

nos terminais do sensor. O circuito de condicionamento é modelado por um ganho  $k_r$ .

O sub-bloco do conversor analógico-digital (ADC) converte a grandeza tensão  $V = k_r R_s I_p$  num valor digital representado dentro de um range de 0 a  $2^{n_{adc}}$ . O modelo *simulink* do ADC, figura 3.4, é implementado por um bloco de ganho que converte a grandeza tensão elétrica em valores discretizados, um quantizador unitário e um bloco de saturação que limita a saída aos limites mínimos e máximos do fundo de escala do ADC. Os valores de *offset*,  $V_{ref}$  e  $V_{min}$  são, respectivamente, os valores de referência de tensão no terminal do sensor e o valor mínimo da tensão do fundo de escala do ADC.

A saída do ADC é somada a um bloco de ruído gaussiano para modelar o ruído e distúrbios provenientes dos circuitos eletrônicos. Depois de comparado ao valor de resistência de referência da malha  $yDr$ , a diferença é introduzida no sub-bloco do controlador PI discreto, que implementa a integração por meio do método do trapezoidal. O método de cálculo das constante proporcional discreta  $K_{pD}$  e da constante de integração discreta  $K_{iD}$  é apresentado no apêndice C.

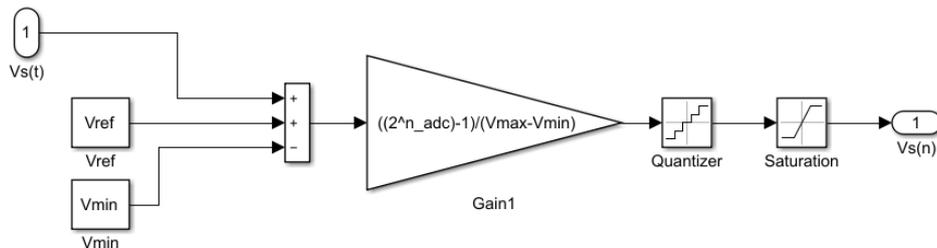


Figura 3.4: Modelo *simulink* do conversor analógico-digital

O bloco PWM, assim como o ADC, possui um ganho para ajustar a variável digital de entrada para a resolução do PWM  $2^{n_{pwm}}$ , além de um bloco gerador de pulsos unitário, cuja largura de pulso é equivalente ao sinal presente na sua entrada.

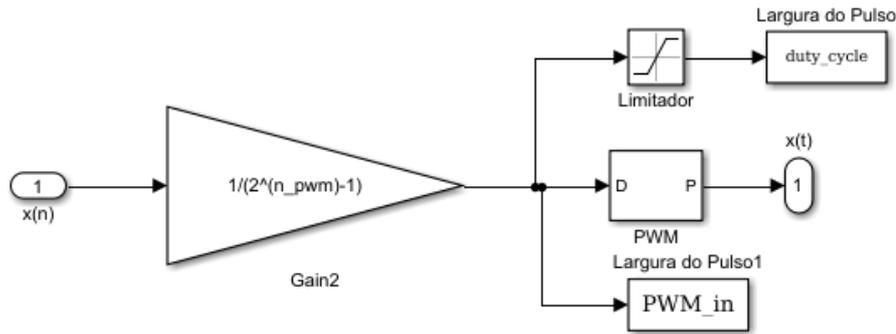


Figura 3.5: Modelo simulink do conversor modulador da largura de pulso

O sinal de saída do controlador é encaminhado também para o filtro passa baixas de onde será extraído o valor das grandezas Temperatura ambiente e/ou Radiação Térmica aferidos. O filtro é implementado pelo bloco *LowPass Filter* do *simulink*.

Apesar da característica pulsada do sinal de tensão do sensor, durante a simulação foi utilizado um sinal analógico constante implementado pelo bloco de multiplicação de  $R_s$  (saída de resistência do sub-bloco Termo-resistor NTC), com a corrente de pico  $I_p$ . Foi utilizado essa implementação, a fim de se facilitar a aquisição da amplitude do valor de tensão a ser amostrado pelo ADC. Entretanto, apesar da característica contínua desse sinal, os sub-blocos ADC Controlador PI, PWM e Filtro foram sincronizados com o sinal do PWM.

## 3.2 Resultados de simulação

### 3.2.1 Medidor de Temperatura Ambiente

O projeto do medidor de temperatura ambiente se inicia com a determinação da frequência de operação do sistema. Ou seja, a frequência de amostragem do valor da amplitude da tensão nos terminais do termo-resistor. A temperatura ambiente é uma grandeza que não tende a variar abruptamente, cuja frequência máxima pode-se considerar abaixo de  $1Hz$ . Dessa forma, a resistência nos terminais do sensor  $R_s$ , e consequentemente sua tensão  $V_s$ , são variáveis que variam de forma lenta, e a frequência de amostragem foi estabelecida em  $f_s = 100Hz$ .

O range de medição da temperatura projetada para o sistema é de  $-20^{\circ}\text{C}$  a  $60^{\circ}\text{C}$ , uma vez que a temperatura do sensor deve ser maior que a maior temperatura a ser medida é escolhido o valor  $T_{s0} = 80^{\circ}\text{C}$ , que corresponde à  $R_{s0} = 173\Omega$ . Através da equação 3.1 determina-se  $I_{s0} = 15,4\text{mA}$  e da 3.3 tem-se que  $I_p = 22\text{mA}$ . Nessas condições os parâmetros do modelo linear do sensor são  $\tau_a = 0,74\text{s}$  e  $k_x = -4,36 \times 10^5$  e as constantes digitais do controlador PI são  $K_{iD} = -53$ ,  $K_{pD} = -39$ , de forma a posicionar a frequência de corte da malha em  $5\text{Hz}$ . O valor da resolução do ADC e do PWM foram estabelecidos em  $n_{adc} = n_{pwm} = 10\text{bits}$  e o valor de referência da malha foi calculado em  $yDr = 572$ , de acordo em as equações do B. O filtro passa-baixa de resposta ao impulso com duração finita é do tipo single-rate, implementado com estrutura direta, de ordem  $N = 174$ , atenuação de  $100\text{dB}$  na banda de rejeição e frequência de corte posicionado  $f_{cPB} = 0,22\text{Hz}$ , em cima do zero da função  $|H_{xe}(s)|$ , cuja resposta em frequência é mostrado na figura 3.6.

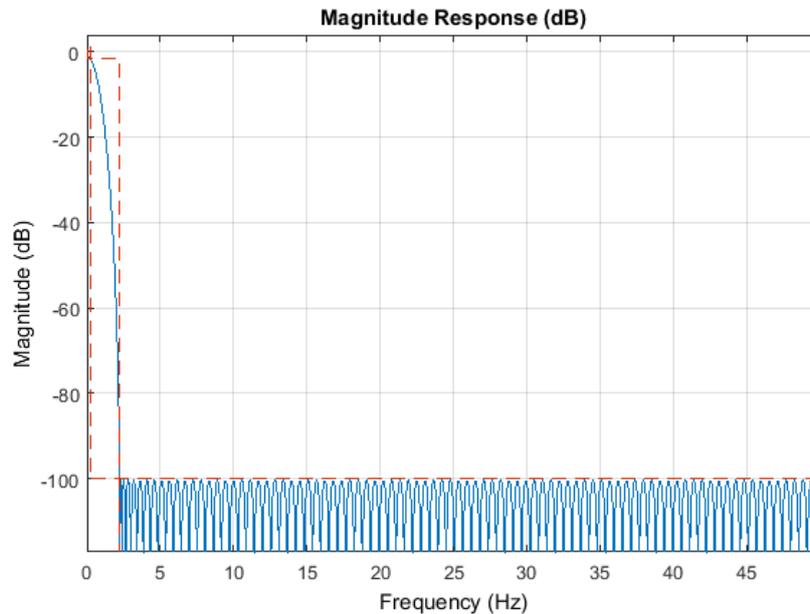


Figura 3.6: Filtro passa-baixas Frequência de  $-3\text{dB}$  equivale a  $0,22\text{ Hz}$ , frequência mínima da banda de rejeição de  $2\text{ Hz}$ , e atenuação na banda de rejeição de  $100\text{dB}$ .

Ao sistema da figura 2.2 foi aplicado uma perturbação na forma de uma rampa crescente de temperatura ambiente, variando entre  $10^{\circ}\text{C}$  e  $50^{\circ}\text{C}$  num intervalo de  $40\text{s}$ , como visto na figura 3.7 a).

Na imagem 3.7 b) tem-se o comportamento da resistência do termo-resistor  $R_s$  ao longo do período simulador. Observa-se que a mesma se mantém constante ao longo de todo período (exceto nos primeiros segundos da simulação, quando a malha ainda tende a se estabilizar) mesmo com a variação da temperatura ambiente, logo a temperatura do sensor é sempre mantida constante, independente do estímulo da rampa aplicado ao

sistema.

Na figura 3.7 c) apresenta o sinal de saída digital do controlador PI que irá acionar o PWM. A saída do controlador digital é dada numa forma de números inteiros representados dentro do intervalo de 0 à  $2^{n_{adc}}$ . Conforme esperado, esse sinal é ruidoso. Esse fenômeno acontece em virtude do erro de quantização inserido pelo conversor analógico-digital devido ao processo de amostragem e quantização do ADC, assim como o erro proveniente do bloco *Gaussien Noise* que modela o ruído proveniente de outras fontes. A saída decrescente do controlador na figura 3.7 c) reflete a redução do envio de potência elétrica ao sensor ao longo do intervalo de simulação, uma vez que o aumento da temperatura ambiente tende a fazê-lo perder menos calor para o ambiente, que por sua vez, faz a malha reduzir o nível de potência elétrica entregue ao sensor, de forma a manter a temperatura do sensor  $R_s$  sempre constante.

Na figura 3.8 é capturado três intervalos de tempo distintos de duração de  $100ms$ , onde pode-se visualizar o trem de pulsos do sinal da potência elétrica entregue ao sensor termo-resistivo, que oscila na frequência configurada para o PWM de  $100Hz$ . No momento em que o sensor é acionado (semiciclo positivo do PMW) é entregue a potência máxima, com valor equivalente a  $P_{max} = R_{s0}I_p^2$ . Já no semi ciclo negativo a potência entregue ao sensor é zero, uma vez que a fonte de corrente é desligada. A potência efetiva entregue ao sensor será dada pela largura do pulso durante o ciclo de operação da malha, conforme demonstrado na sessão 2.2. O primeiro trem de pulso é capturado no início da simulação, quando o valor do *duty cycle* oscila em torno de 65%. O segundo trem de pulsos é capturado no meio da simulação e apresenta um *duty cycle* que oscila em torno de 45%. O terceiro e último trem de pulso é capturado ao final da simulação, quando o *duty cycle* oscila em torno de 25%. Conforme observado na figura 3.8, o valor a largura do pulso largura entre os pulsos não são constantes ao longo dos períodos subsequentes, o que caracteriza a influência do ruído de quantização no cálculo do *duty cycle* pelo controlador PI para acionar o sensor termo-resistivo.

A saída do controlador digital é ruidosa, ao se calcular o valor da temperatura ambiente a partir desse sinal, através da equação (3.6), obtêm-se a curva c) mostrado na figura 3.9. A reta a) representa a temperatura ambiente calculada a partir do sinal filtrado e a reta b) é a rampa aplicada ao sistema.

Assim como proposto por (QUINTÁNS et al., 2010), a caracterização de conversores analógicos digitais pode ser realizada no domínio do tempo e no domínio da frequência. Na análise no domínio do tempo determina-se o número efetivo de bits. Primeiramente, o vetor do erro absoluto associado a medição, que consiste na diferença entre o sinal de referência (curva b) na figura 3.9 e o sinal medido pelo sistema. Para efeito de comparação do impacto da filtragem na medição, utiliza-se o sinal medido antes da filtragem, (curva c) na figura 3.9 e também o sinal após a filtragem (curva a) na figura 3.9). Com os vetores dos valores absoluto do erro para esse dois casos, pode-se obter o desvio padrão

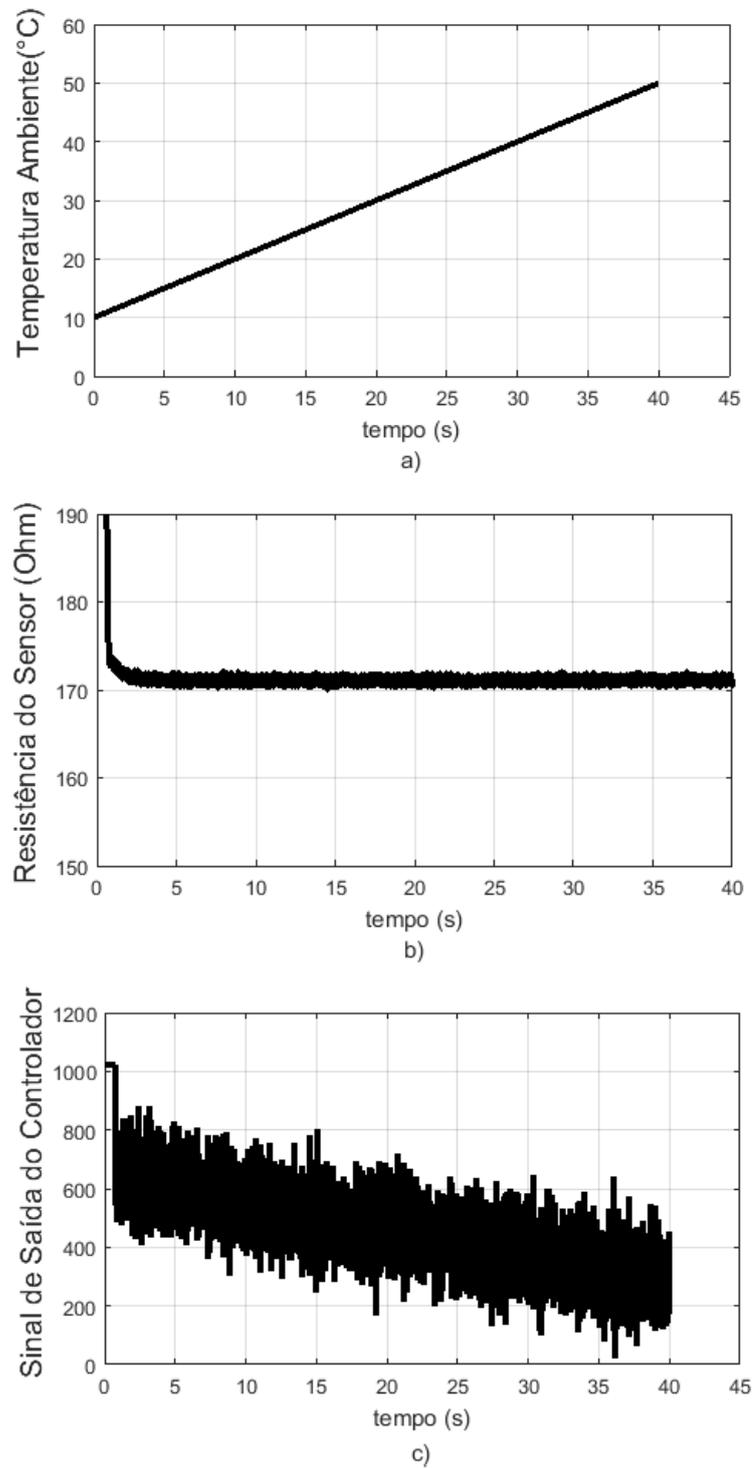


Figura 3.7: a) Rampa de inclinação 1°C/segundo aplicada ao sistema, b) Resistência elétrica do sensor c) Sinal de saída do controlador ou Sinal de Medição

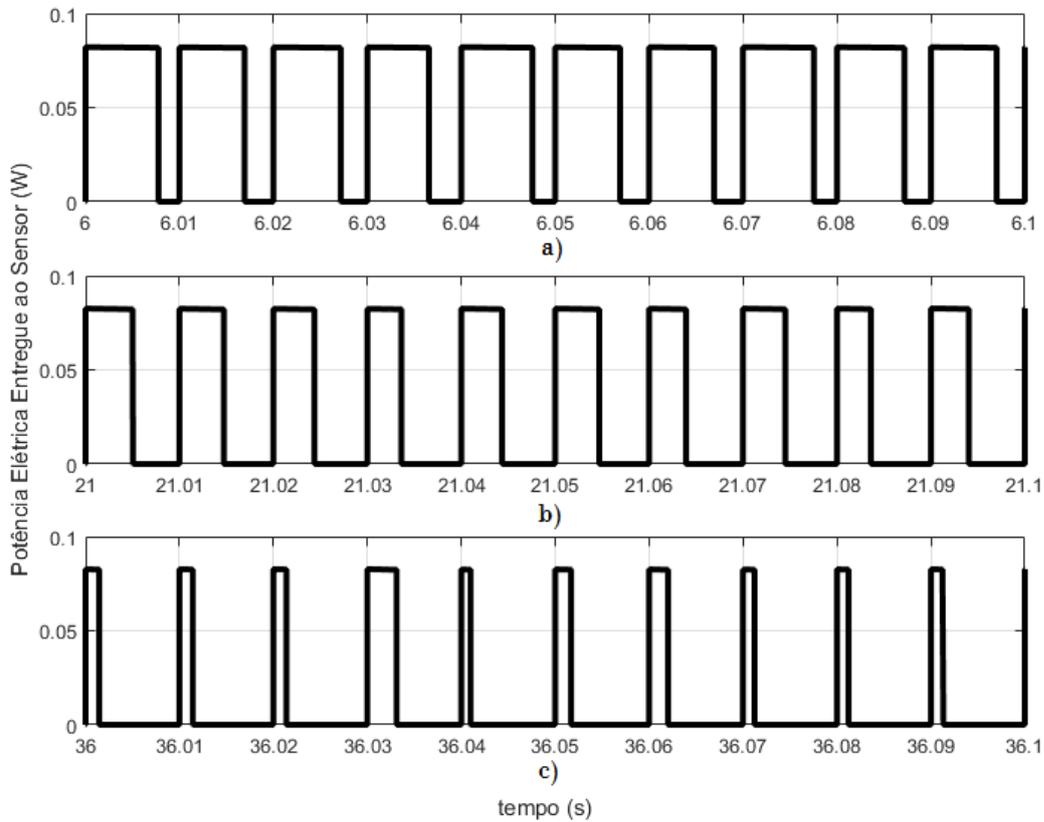


Figura 3.8: a) Rampa de inclinação  $1^{\circ}\text{C}/\text{segundo}$  aplicada ao sistema, b) Sinal da potência entregue ao sensor, c) Resistência elétrica do sensor d) Sinal de saída do controlador ou Sinal de Medição

do erro  $e$  através da equação 3.10.

$$\sigma_{\text{ruído}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^M e_n^2}{n}} \quad (3.10)$$

Aplicando a equação (3.10) para o sinal antes da filtragem, obtêm-se o valor do desvio padrão da temperatura ambiente medida de  $\pm 10,4^{\circ}\text{C}$ . Já para o sinal após a filtragem o desvio padrão da medição é de  $\pm 0,09^{\circ}\text{C}$ . observa-se a redução significativa do erro em virtude da atenuação promovida pelo filtro passa baixa. Tendo em vista que a potência do erro é dado por  $\sigma_{\text{ruído}}^2$ , a diferença das potências dos ruídos medidos em dB, antes e após a filtragem, é de aproximadamente 40dB. Uma redução na potência do ruído dessa magnitude, segundo a equação (2.26), reflete um aumento no SNDR da mesma proporção, ou seja, um aumento do número efetivo de bits de 6,35 bits a mais na resolução do sistema de medição.

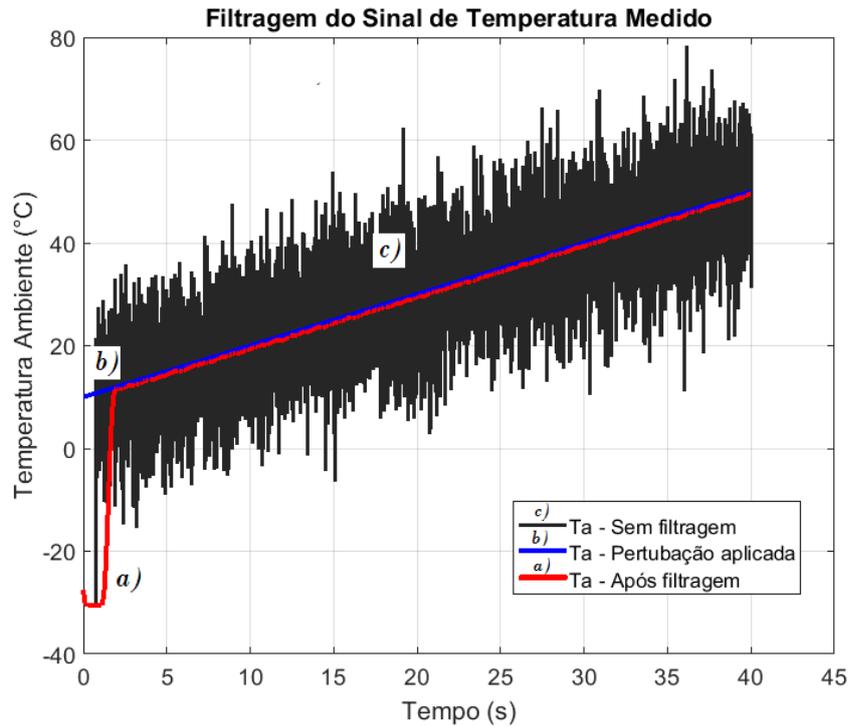


Figura 3.9: Comparativo de medição antes c) e após filtragem a) em relação a entrada de um rampa de temperatura b) com inclinação de  $1^{\circ}\text{C/s}$

A análise espectral pode ser implementada utilizando uma transformada de *Fourrier* dos sinais antes e após filtragem, para se determinar graficamente o comportamento da ruído. Primeiramente, é necessário enquadrar o sinal a ser analisado numa janela para evitar o surgimento de frequências inexistentes no espectro do sinal (o surgimento dessas frequências acontece devido as descontinuidades nas extremidades dos sinais contínuos, quando enquadrados num determinado intervalo de tempo, para realização de análises espectrais através de transformada de *Fourrier*). Dentre as diversas opções de janelamento para se utilizar foi escolhido a uma janela do tipo *Hanning* com comprimento  $L = 3000$  pontos. O resultado do janelamento é mostrado na figura 3.10.

Após o janelamento é calculada o espectro de frequência de ambos, cuja resposta é apresentada na figura 3.11.

O espectro em representado pela curva b) representa o sinal medido após a filtragem, enquanto que espectro representado pela curva a) representa o sinal medido antes da filtragem. O sinal medido possui uma frequência baixa próximo a um sinal DC, cujo limite máximo da banda não ultrapassa  $2\text{Hz}$  (frequência da banda de rejeição do filtro passa baixa). A partir desse ponto, o ruído se eleva até uma frequência aproximada de  $5\text{Hz}$ , onde passa a ser constante na potência de  $-32\text{dB}$ , porém em alguns pontos, como por exemplo na frequência de  $40\text{Hz}$ , pode apresentar um pico de  $-25,75\text{dB}$ . Já a potência do ruído para o sinal filtrado não ultrapassa do valor de  $-48\text{dB}$ .

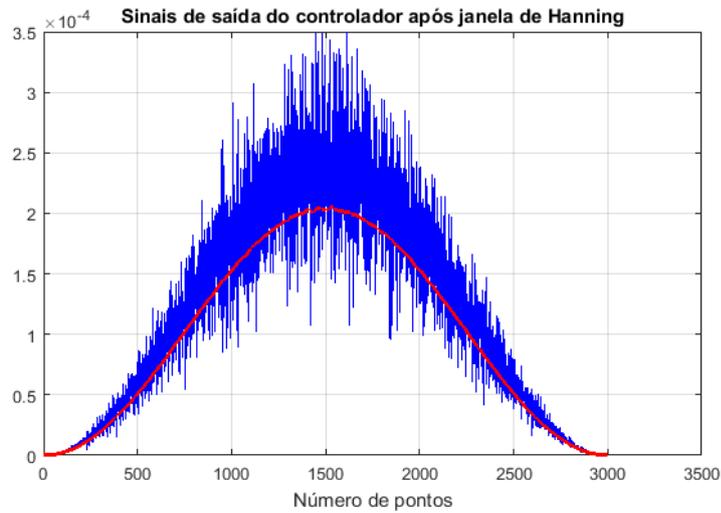


Figura 3.10: Sinais de saída do controlador antes (azul) e após (vermelho) a filtragem, após janela de *Hanning*

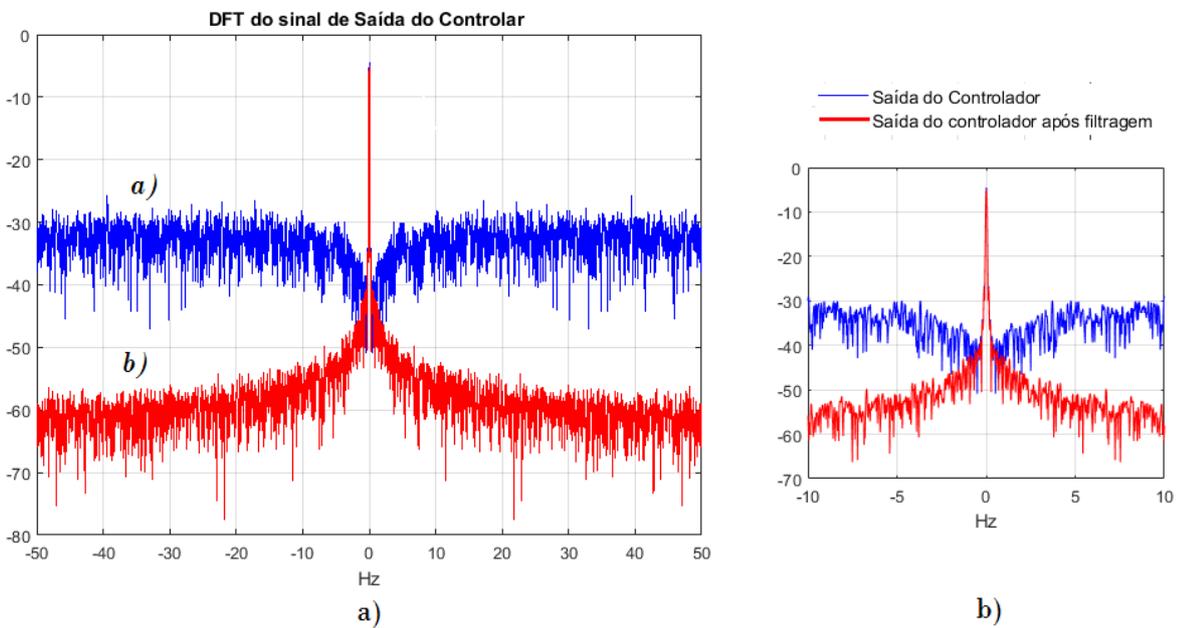


Figura 3.11: a) DFT do sinal de saída do controlador b) Zoom no intervalo de -10Hz a 10Hz da DFT do sinal de saída de controlador

### 3.2.2 Medidor de Radiação Térmica

Assim como o termômetro o medidor de radiação térmica também é uma variável cuja taxa de variação é pequena, onde a frequência máxima de banda pode-se considerar abaixo de  $1Hz$ . Dessa forma, a resistência nos terminais do sensor  $R_s$ , e conseqüentemente sua tensão  $V_s$ , são variáveis que variam de forma lenta. A radiação máxima absorvida  $\alpha SH_{max}$  pelo sensor é determinado pela equação (3.7), quando  $\alpha SH = (G_{TH}(T_s0 - T_a(n)))$ , nessa condição a largura do pulso será  $d_{pwm_{min}} = 0$ . Quando a for aplicado a radiação térmica mínima  $\alpha SH_{min} = 0$  a largura do pulso será dado por  $d_{pwm_{max}} = \frac{(G_{TH}(T_s0 - T_a(n)))}{R_{s0}I_p^2}$ .

Para simulação do medidor de radiação térmica absorvida foram adotado os mesmos parâmetros da simulação do medidor de temperatura ambiente, exceto que o valor da frequência de corte do sistema foi deslocado para  $fc = 20Hz$  e a corrente de acionamento  $I_p$  foi calculada de forma que  $I_p = \frac{I_{s0}}{\sqrt{0.8}}$  para que o sinal de medição tivesse um maior range de excursão. Assim,  $k_i = -4,0253 \times 10^{-4}$ ,  $k_p = -2,695 \times 10^{-4}$ . O valor da amplitude da corrente de acionamento do sensor é  $I_p = 17,4mA$ , a constante integral digital  $K_{iD} = -211$ , constante proporcional digital  $K_{pD} = -155$  e valor de referência da malha  $yDr = 404$ .

Mesmo que a variável radiação térmica não tenha a característica de variar de forma tão rápida, nessa simulação foi aplicado como entrada do sistema um sinal em *steps*, a fim de se avaliar o tempo de resposta do modelo, conforme visto na figura 3.12 a).

Na figura 3.12 b) tem-se a o comportamento da variação da resistência do termistor ao longo da simulação. Pode-se que no início da simulação existe um transiente que até o momento de estabilização do valor da resistência. Esse transiente é devido ao tempo necessário que o sistema leva para aquecer o sensor até sua temperatura de operação. Pode-se verificar também que nos pontos de variação abrupta da radiação absorvida, é possível verificar pequenas picos de variação no valor da resistência, porém a malha é capaz de controlar o valor da resistência a fim de que ela permaneça em torno do valor projetado  $R_{s0} = 173\Omega$ .

Na figura 3.12 c) é capturado o sinal de saída do controlador digital PI, onde pode-se observar que o nível de ruído é superior a simulação do medidor de temperatura realizada na sessão anterior. Dentro do intervalo de  $7,5s \leq t \leq 15s$ , o sinal se encontra saturado no seu limite superior, em virtude do limite máximo de saída do PWM. No intervalo de  $25s \leq t \leq 35s$ , o sinal de saída do controlador apresenta saturação inferior uma vez ter atingido o limite mínimo de saída do PWM. É importante observar também nessa figura, que apesar do ruído presente no sinal de medição, a malha consegue responder de forma rápida, (tempo de subida de  $\approx 0,7s$ , calculado graficamente a partir do sinal filtrado) aos *steps* na entrada do sistema.

O aumento do ruído presente no sinal de medição ocorre devido ao deslocamento do polo da malha de  $5Hz$ , conforme apresentado na simulação do medidor de temperatura,

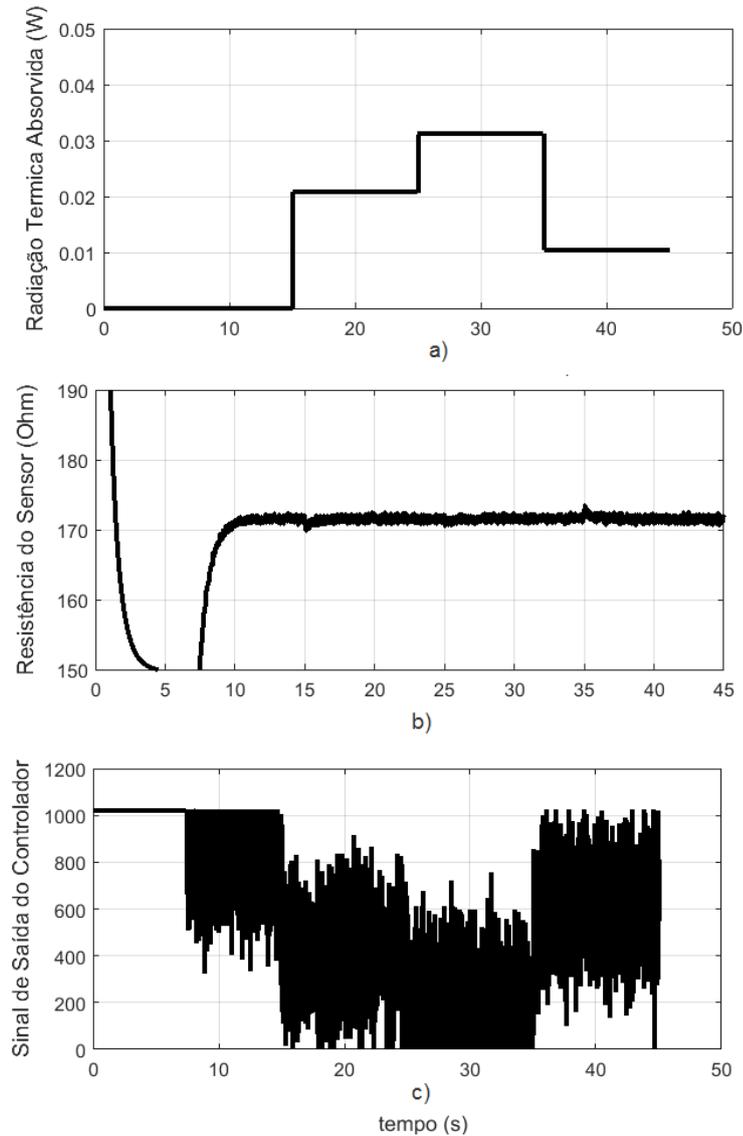


Figura 3.12: a) Degraus de Radiação Térmica Absorvida aplicado ao sistema, b) Resistência elétrica do sensor e c) Sinal de saída do controlador PI ou Sinal de medição.

para  $20Hz$ , utilizado nessa simulação. Nesse contexto, o aumento da frequência de corte da malha causa o aumento no nível de potência do ruído presente no sinal medido.

Na figura 3.13 tem-se o sinal de radiação térmica calculado a partir de saída do controlado (curva a)) sobreposto aos sinais incidentes (curva b)) de radiação térmica e o sinal calculado após a saída do filtro (curva (c)).

O cálculo do desvio padrão do sinal medido antes da filtragem é equivalente a  $\pm 0.01W$ ,

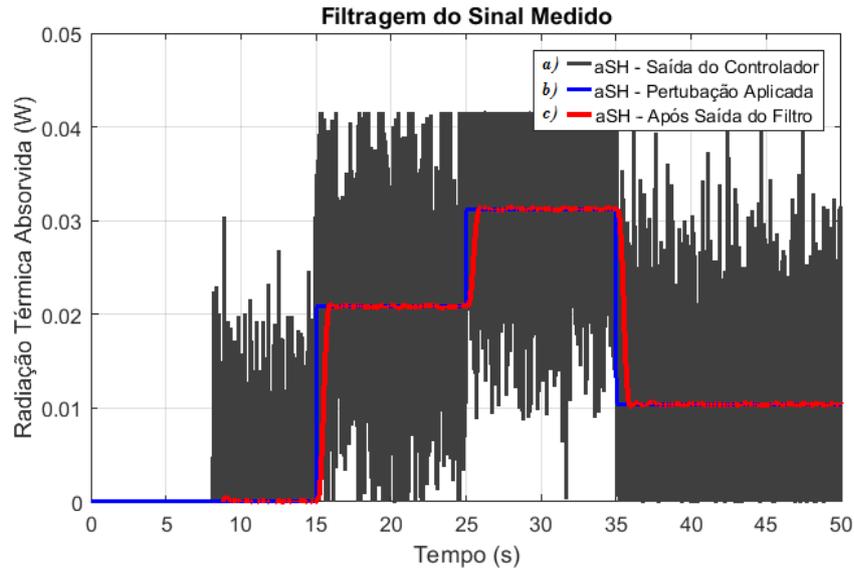


Figura 3.13: Comparativo da medição antes e após filtragem em relação a entrada em steps da radiação térmica absorvida pelo sensor.

enquanto que o desvio para o sinal após filtragem é  $\pm 0.0001W$ . A diferença da potências dos ruídos ( $\sigma_{ruído}^2$ ) antes e após filtragem equivale a  $37,5dB$ . Esse valor representa a atenuação no nível de potência do ruído, logo representa um na resolução do sistema de medição. Aplicando a equação (2.26) obtêm-se que o sistema de medição tem um acréscimo equivalente de 6,2 bits de resolução.

De forma semelhante a simulação do medidor de temperatura ambiente, pode-se realizar também uma análise espectral do sinal medido, para se determinar o SNDR antes e após a filtragem. Primeiramente, utilizando uma amostra do sinal no intervalo;entre 36s à 48s, onde não há uma transição aplicada ao sistema, foi feito um janelamento do sinal medido utilizando uma janela de *Hanning* de comprimento  $L = 3500$ .

Após o janelamento é calculada o espectro de frequência de ambos. A resposta é apresentada na figura 3.14.

O espectro em vermelho (curva b)), na figura 3.14 representa o sinal medido após a filtragem, enquanto que espectro em azul (curva a)) representa o sinal medido antes da filtragem. Conforme observador na figura, o sinal desejado possui uma frequência baixa, cujo limite máximo da banda não ultrapassa  $2Hz$  (frequência da banda de rejeição do filtro passa baixa). A partir desse ponto, o ruído se eleva até uma frequência aproximada de  $20Hz$ , onde passa a ser constante na potência média de  $-38dB$ . Já o sinal filtrado atenua o nível do ruído abaixo do  $-48dB$ .

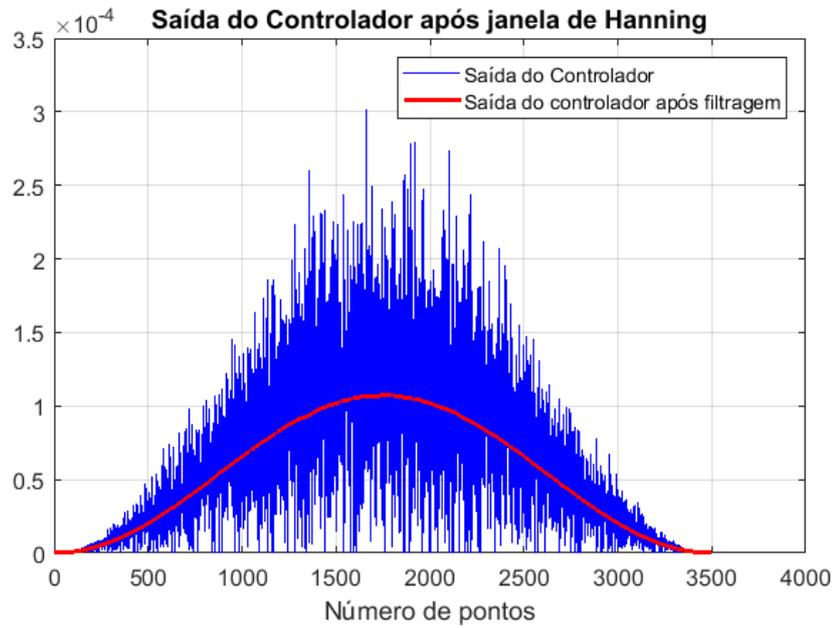


Figura 3.14: Janelamento do sinal medido por uma janela de *Hanning*

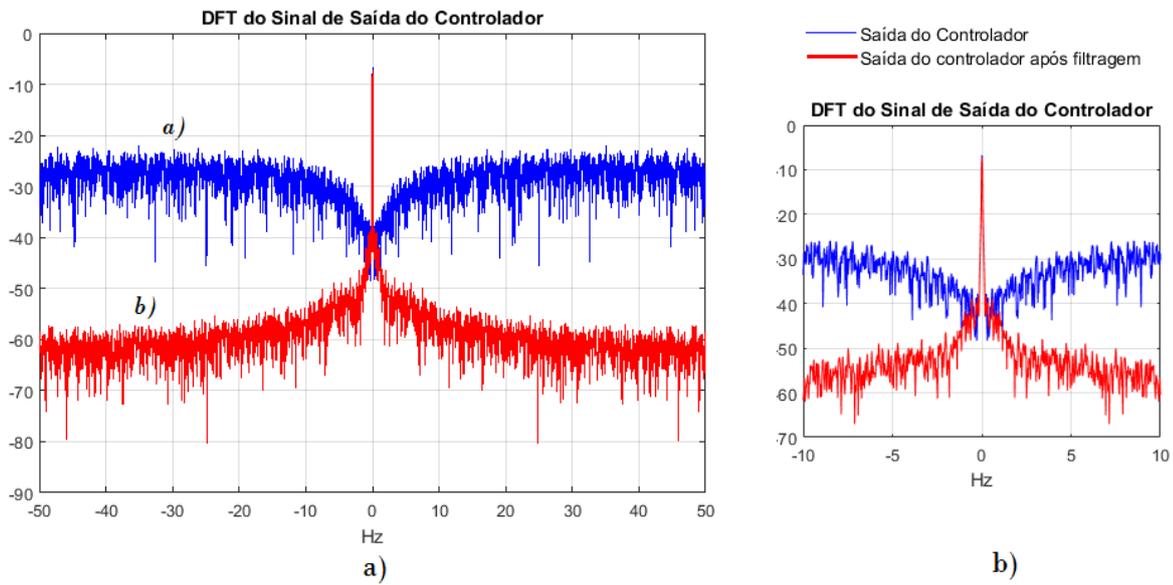


Figura 3.15: a) DFT do sinal de saída do controlador b) Zoom no intervalo de -10Hz a 10Hz da DFT do sinal de saída de controlador

## Concepção do sistema de medição

O protótipo implementado é formado por uma unidade digital e uma unidade analógica. A unidade digital é constituída por um microcontrolador que é responsável por implementar, o conversor analógico-digital, os cálculos do controlador PI, o PWM e o filtro passa-baixa. Já a unidade analógica possui o circuito de acionamento do sensor e o circuito de condicionamento. Os sinais que trafegam entre as unidades, assim como a interligação com o *notebook* (modelo: Sony Vaio PCG41211x) para aquisição dos dados, e a fonte simétrica (modelo: Minipa MPL-3303M) são mostrados na figura 4.1.

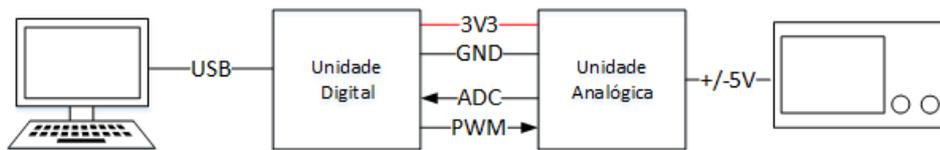


Figura 4.1: Esquema geral da implementação do protótipo

A unidade digital é interligado a um computador via interface USB, tanto para carregamento do *firmware* no microcontrolador, quanto para fornecer os dados lidos em tempo real para visualização dos parâmetros processador na tela do monitor, por meio da interface gráfica de *debug Ozone* da empresa *Segger*. A unidade digital interage com a unidade analógica através dos sinal ADC e PWM. A unidade analógica é alimentada por uma fonte externa, que fornece uma fonte simétrica no valor de  $\pm 5V$ .

As unidades são representadas com mais detalhes na figura 4.2. A unidade digital envia o sinal do PWM a unidade analógica que aciona durante o tempo  $T_{on}$  do PWM uma fonte de corrente. O circuito de condicionamento possui um alta impedância de entrada a qual não permite que a corrente flua pelo mesmo, logo toda corrente da fonte passa pela resistência do Resistor  $R_s$ , a amplitude da tensão pulsada,  $V_s$ , é amostrada e inserida na realimentação da malha de medição.

### 4.1 Concepção da Unidade Digital

A unidade digital é implementada pela placa 32L100CDISCOVERY, da fabricante ST Microelectronics. Uma solução microcontrolada, no lugar do FPGA (PALMA et al., 2003), é mais adequada para a aplicação, uma vez que as velocidades de processamento e tratamento dos dados não são críticos no sistema, além disso, com o passar dos anos,

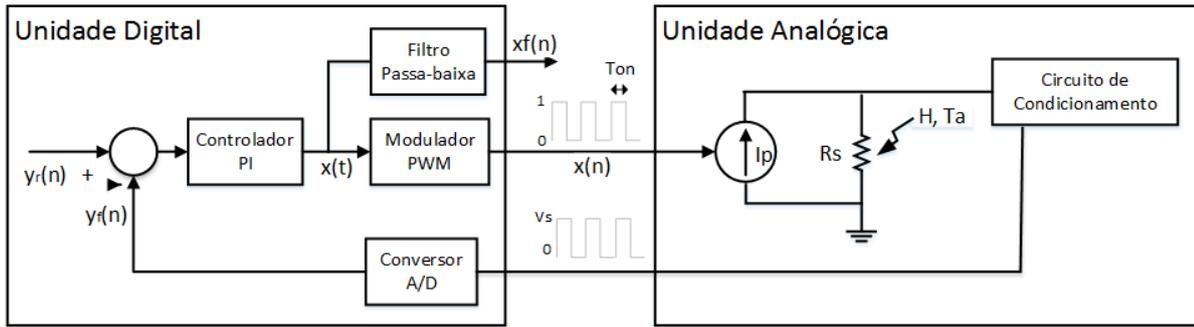


Figura 4.2: Esquemático geral das unidades digital e analógica

os microcontroladores vem cada vez mais integrando diversas funcionalidades num único circuito integrado, o que reduz a necessidade de uso de dispositivos externos, reduzindo assim os custos com a solução. O STM32L100RCT6, microcontrolador embarcado na placa 32L100CDISCOVERY, possui um núcleo Cortex-M3 de 32 bits, incluindo na própria placa uma interface de gravação e debugger via USB (ST-LINK/V2), o que dispensa o uso de dispositivos externos para realização de tais tarefas. O microcontrolador possui 20 canais de ADC de 12 bits, 10 timers sendo que 4 com funcionalidade PWM, fonte de clock de 32Mhz e memória de 256kbytes de memória flash. Além disso, 32L100CDISCOVERY possui LEDs e botões on-board, assim como diversas interfaces de comunicação disponíveis em barramento *pin header*, o que facilita a integração com dispositivos externos (MICROELECTRONICS, 2015).

A interface de *debug* da placa pode ser integrada a ferramenta de software *debugger* *Ozone*, que adquire e representa de forma gráfica em tempo real, as variáveis processadas no *firmware*. Essa característica é muito importante para otimização da análise do funcionamento da malha de controle a ser implementado.

## 4.2 Descrição do *Firmware* Embarcado no Microcontrolador

O *firmware* foi implementado utilizando linguagem de programação C no ambiente de programação *Atollic TrueStudio* da mesma fabricante do microcontrolador. O uso da biblioteca *stm32l1xx\_hal.h* facilitou a manipulação e configuração dos periféricos ao longo do desenvolvimento, uma vez que ela é responsável por abstrair algumas instruções de manipulação de registros do STM32L100RC.

O fluxograma do *firmware* embarcado no microcontrolador é representado na figura 4.4. Nele tem-se duas rotinas de execução. A esquerda se encontra a rotina principal do programa e a direita a rotina da interrupção do ADC.

A rotina do programa principal é inicializada configurando alguns registradores res-



Figura 4.3: Plataforma Discovery 32L100CDiscovery (MICROELETRONICS, 2015)

ponsáveis pela configuração dos terminais de entradas e saídas do microcontrolador, os parâmetros de funcionamento do conversor analógico-digital e do PWM. Em seguida, ela entra num loop infinito onde são processados, a cada período do PWM ( $T_{pwm}$ ), as funções de cálculo do controlador, cálculo de saída do filtro passa-baixas e estimação das grandezas  $T_a$  (ou  $\alpha SH$ ) mensurada. No loop principal, primeiramente, é habilitado as interrupções do ADC. A rotina da interrupção do ADC (fluxograma a direita da figura 4.4) é responsável por identificar a subida do pulso do sinal de tensão lida nos terminais no termo-resistor, e em seguida, repassar à rotina do programa principal, o valor da amplitude lido.

O sinal  $V_s$  possui uma característica pulsada, cujo período é  $T_{pwm}$ . A amplitude e largura do pulso poderão variar a cada período do sinal (vide figura 4.5). A variável de interesse é a amplitude do sinal durante o seu ciclo positivo  $T_{on}$ , que reflete as perturbações de  $T_a$  (ou  $\alpha SH$ ) imposta ao sensor termo-resistivo. Dessa forma, o ADC é configurado para adquirir as amostra a uma frequência de amostragem superior a frequência do sinal pulsado, a fim de se identificar primeiramente a subida do pulso, para em seguida registrar o valor da amplitude.

A cada nova amostra adquirida pelo ADC é realizada uma comparação entre o valor da amostra atual e a amostra anterior. Caso a diferença entre ambas seja superior a um limiar  $N_{th}$ , isso implica que houve um pulso de tensão devido ao pulso de corrente, um

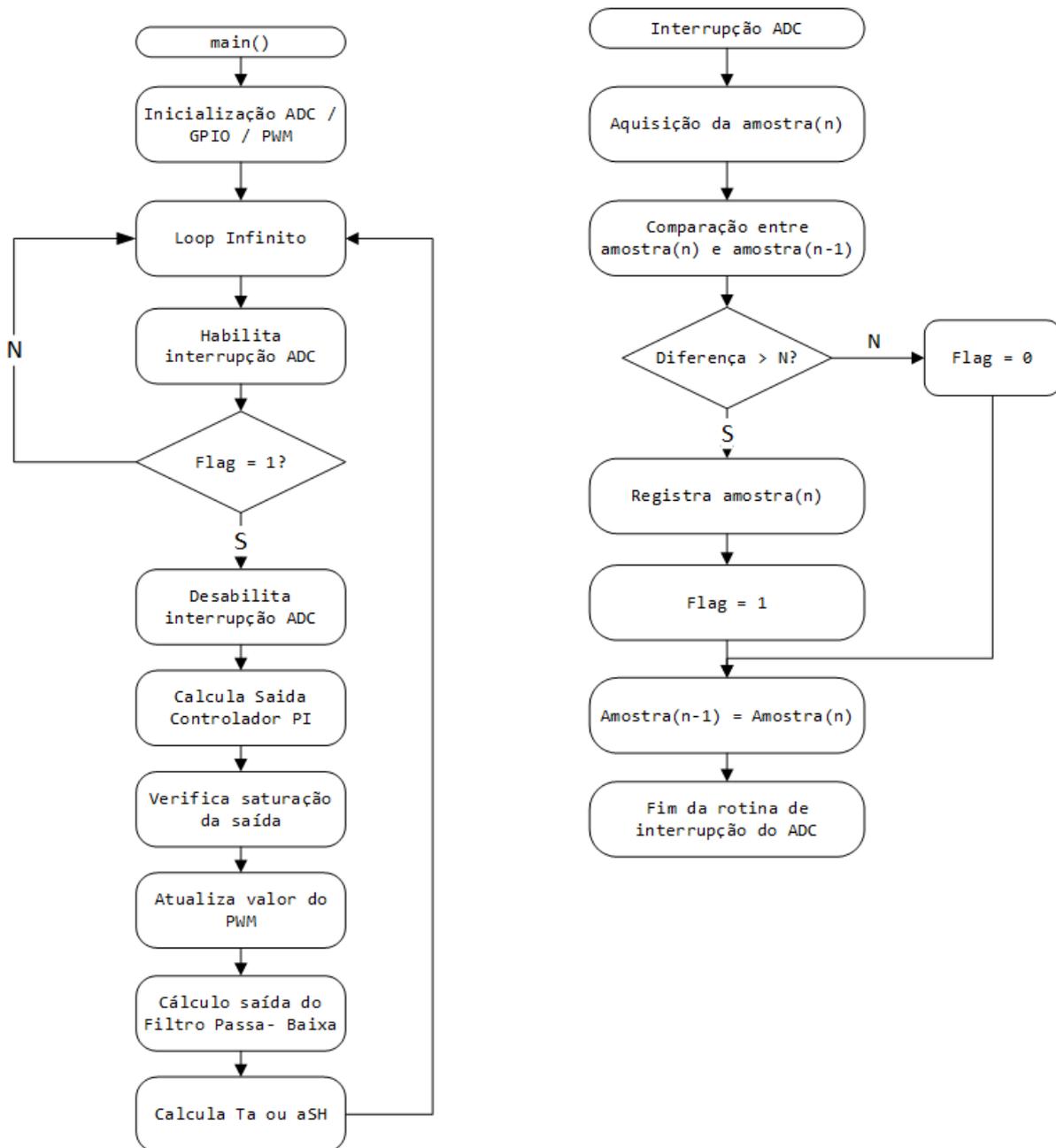


Figura 4.4: Fluxograma do *firmware* embarcado no STM32L100

*flag* de identificação é acionado (figura 4.5) e o valor da última amostra é salvo, figura 4.5.

Amostrada a amplitude do sinal  $V_s(t)$ , o *Loop Infinito* toma conta da execução do programa que, primeiramente, desabilita a interrupção do ADC para que a rotina não seja acionada antes que todo o ciclo de cálculo tenha sido finalizado. Em seguida, é executada a função para o cálculo da saída do controlado PI, onde são calculados as parcelas do controlador proporcional e integral que somados irão compor o sinal de entrada do

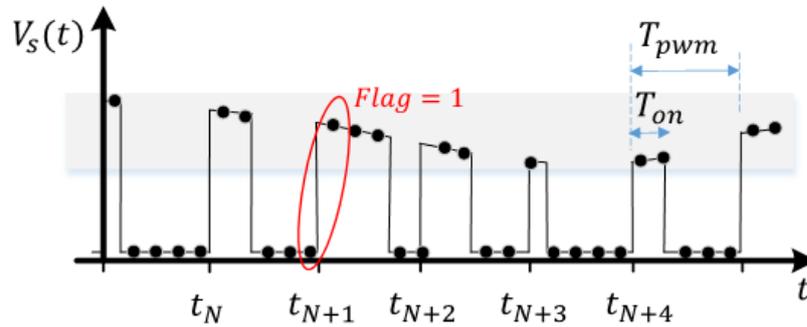


Figura 4.5: Característica do sinal de entrada do ADC. Destaque para a sobreamostragem do sinal para identificação da subida de pulso

periférico PWM. O componente integral é calculada pela regra dos trapézios.

Uma vez finalizada o cálculo da saída do controlador PI, é necessário verificar se o valor da variável de saída do controle atinge o limite máximo -  $90\% d_{pwm}$  (ou mínimo -  $10\% d_{pwm}$ ) da atuação. Essa etapa garante que a saída do controlador PI nunca irá extrapolar o limite físico de entrada do PWM. Uma vez verificada os limites de saturação, o valor da largura do pulso do PWM é atualizada.

Nos controladores PI, onde o erro continua a ser integrado, mesmo que o limite físico da saída do controlador seja atingido, ocorre o que chama-se de saturação e o termo integral tende a se tornar muito grande (*windup*). Para que o controlador saia da saturação, é necessário aplicar na sua entrada um sinal de erro de sinal oposto (NETO, 2005). O *firmware* implementa uma integração condicional como técnica *anti-windup*, onde o termo integral é desligado quando a saída está saturada e o erro na entrada do controlador é tal que provocaria um aumento do termo de integração no sentido a aumentar a saturação existente.

Uma vez que o controlador calcula o valor da sua saída, o mesmo é atualizado na entrada do PWM, a mesma saída do controlador é utilizada também como parâmetro de entrada da função que calcula o saída de filtro passa baixa. O filtro passa baixas FIR, de ordem 174, é implementado por meio de um convolução.

A saída do filtro é convertida para o valor de temperatura ambiente (ou radiação térmica) correspondente, através das equações (3.6) ou (3.7)

### 4.3 Concepção da Unidade Analógica

A unidade analógica é mostrada na figura 4.6. O circuito de acionamento do sensor é composto de uma fonte de corrente constante e um par diferencial. Eles convertem o sinal de tensão de saída do PWM, num sinal de corrente pulsada com amplitude  $I_p$ . Já o

circuito de condicionamento do sinal, cuja saída será a entrada do ADC do microcontrolador, possui um estágio de entrada de alta impedância, um segundo estágio deslocador do nível de tensão e um último estágio de ganho e inversão de fase. O esquemático e layout da unidade analógico pode ser conferido no apêndice D.

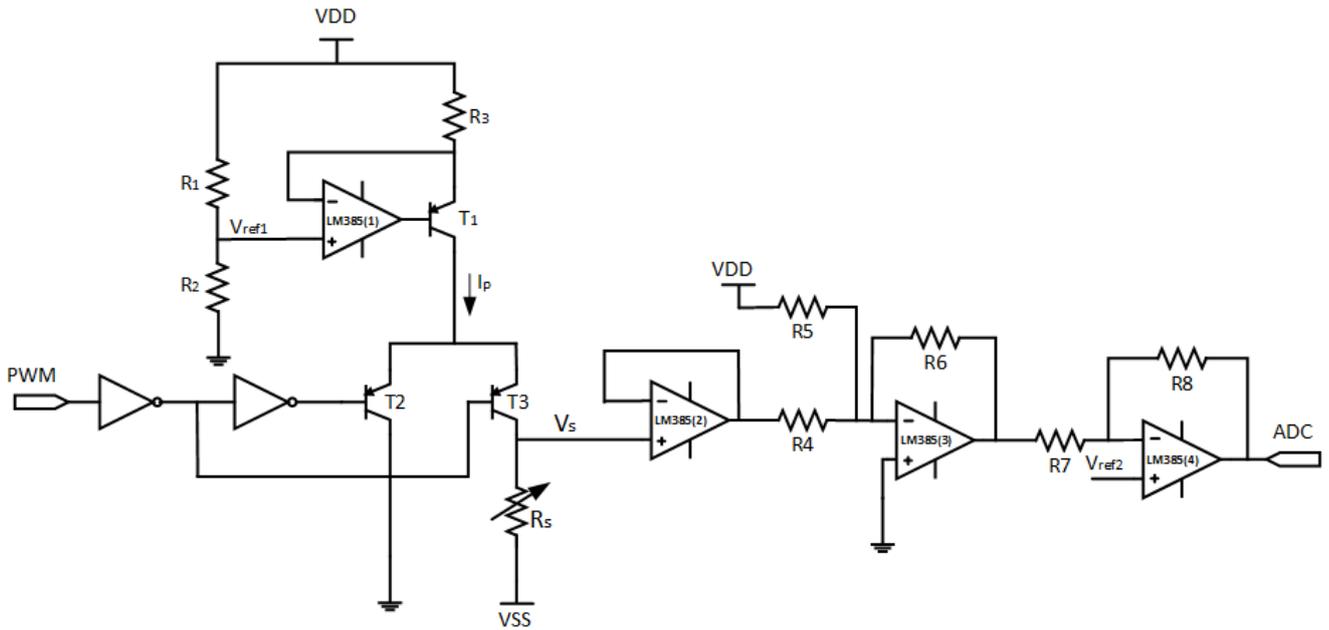


Figura 4.6: Esquemático do circuito de acionamento e condicionamento de sinal do sensor

A fonte de corrente é formada pelos resistores  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$ , além do transistor PNP  $T_1$  BC557 e o amplificador operacional LM358(1). Os resistores  $R_1$  e  $R_2$  geram a tensão de referência  $V_{ref1}$  para regular a corrente que atravessa  $R_3$ . A corrente gerada pela fonte é dada por:

$$I_p = \frac{V_{DD}}{R_3} \left(1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) \quad (4.1)$$

O par diferencial é formado pelos transistores PNP  $T_2$  e  $T_3$ , ambos BC557. Eles são acionados através de duas portas inversoras em série que garantem que o par diferencial seja acionado de forma complementar, ou seja defasados de  $180^\circ$ . Durante o semi-ciclo  $T_{on}$  do PWM,  $T_2$  entra em corte, enquanto que  $T_3$  está na região ativa, logo  $I_p$ , proveniente da fonte de corrente, atravessará a resistência do termo-resistor  $R_s$  (vide figura lado esquerdo da figura 4.7). Já durante o semi-ciclo  $T_{off}$  do PWM,  $T_3$  está em corte, enquanto  $T_2$  está na região ativa, dessa forma a corrente  $I_p$  é drenada para o terra (vide figura lado direito da figura 4.7).

A tensão  $V_{ss}$  em um dos terminais do termo-resistor, deve ser tal  $V_s(t)$  possa excursionar nos seus limites máximos e mínimos, a depender  $R_{s0}$  e  $I_p$ , dada por:

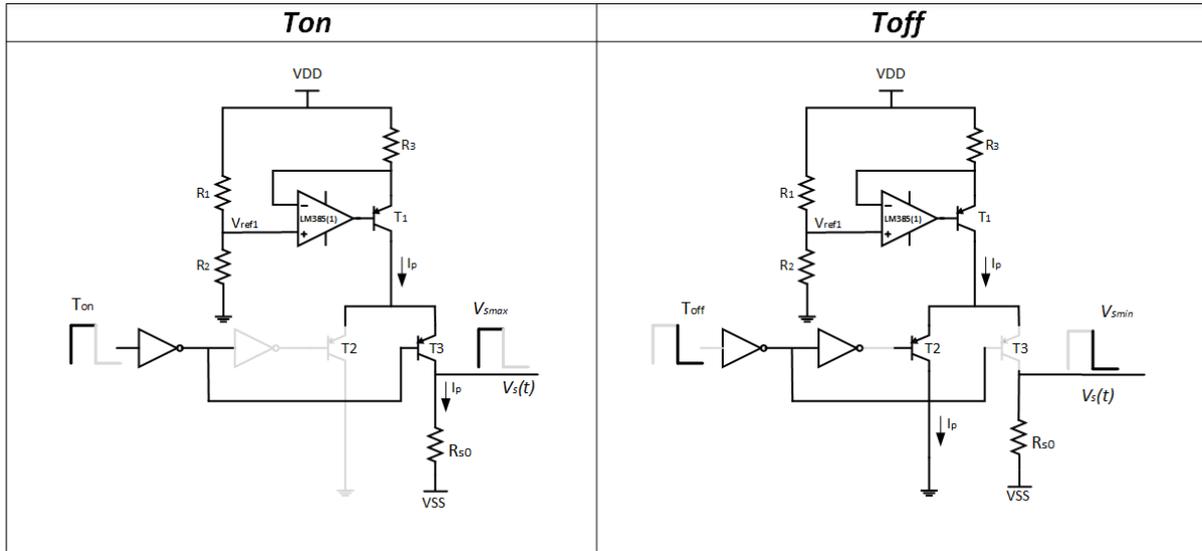


Figura 4.7: Configuração do circuito de acionamento durante o período  $T_{on}$  e  $T_{off}$  do PWM

$$V_{ss} < -0,7V - I_p R_{s0} \quad (4.2)$$

Sendo  $R_{s0} = 173$  e  $I_p = 18,1mA$ , o tensão de referência do termo-resistor deveria ser inferior a  $-3,84V$ , para implementação foi adotado  $V_{ss} = -5V$ . Dessa forma, o range de excursão é estabelecido em  $5V$ , os limites mínimo  $V_{smin}$  e máximo  $V_{smax}$  da tensão lida nos terminais do sensor serão dados por:

$$V_{smin} = V_{ss} = -5V \quad (4.3)$$

$$V_{smax} = -V_{ss} + I_p R_{s0} = -1,8687V \quad (4.4)$$

A entrada do ADC do STM32L100RC está limitada a leitura de sinais que excursionam entre  $0V$  e  $3V$ . Dessa forma, é necessário o condicionamento dos limites do sinal lido nos terminais do sensor, dados pelas equações acima, para os limites aceitos pelas entradas analógicas do microcontrolador. Para isso é necessário deslocar o sinal para a mesma referência do microcontrolador e depois atenuá-lo para excursionar nos limites de tensão especificados no *datasheet* do componente.

O primeiro estágio de condicionamento do sinal é implementado pelo amplificador operacional LM358(2) na configuração *buffer*, onde  $V_s$  é lido na sua entrada não-inversora, e a entrada inversora é conectada a saída. Dessa forma, a tensão  $V_s$  presente na entrada é replicada na saída, e a alta impedância vista na entrada desse estágio, não permite que a corrente  $I_p$  seja drenada pelo circuito de condicionamento, o que geraria distorções na

operação do sistema.

O segundo estágio do circuito de condicionamento é implementado pelo amplificador operacional LM358(3) na configuração somador inversor. Sua função é deslocar a referência  $V_{ss}$  conectada ao termo-resistor para o mesmo potencial de referência do ADC do microcontrolador. Para isso, a tensão  $V_{DD} = +5V$  deve ser somada ao sinal  $V_s$ , conforme descrita na relação de ganho da saída em relação a entrada do somador-inversor dada por:

$$V_{s1} = -\left(\frac{R_6}{R_4}V_s + \frac{R_6}{R_5}V_{DD}\right) \quad (4.5)$$

Considerando  $R_4 = R_5 = R_6$  a equação acima, torna-se:

$$V_{s1} = -(V_s + V_{DD}) \quad (4.6)$$

$V_s$  sofre um deslocamento no valor de  $V_{DD}$ , além de sofrer uma inversão de  $180^\circ$  na sua fase. O último estágio do circuito de condicionamento de sinal é um amplificador inversor formado por R7, R8 e LM358(4), cujo ganho é dado por:

$$V_{s2} = -\frac{R_8}{R_7}V_s \quad (4.7)$$

Para condicionar a excursão do sinal ao range de 3V na entrada do ADC,  $R_8$  e  $R_7$  são tais que  $R_8 = \frac{3}{5}R_7$ .

## CAPÍTULO 5

# Resultados Experimentais

A bancada experimental montada para a realização dos ensaios pode ser visualizada na figura 5.1. Os itens que a compõem são descritos abaixo:

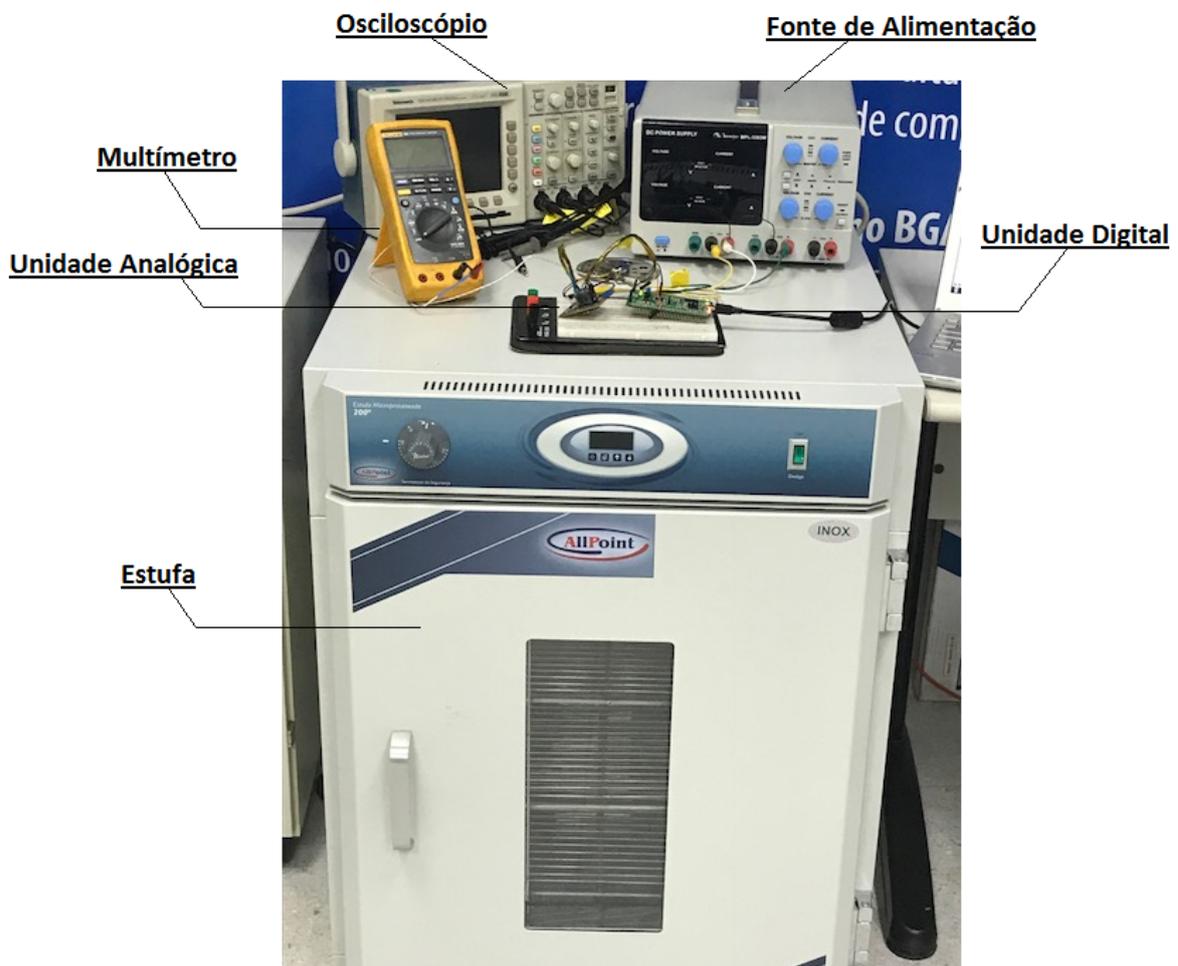


Figura 5.1: Bancada de testes utilizada nos ensaios experimentais

1. Estufa modelo PointDryOven100L com temperatura regulável até 200°C.
2. Fonte de alimentação Minipa MPL-3303M de dois canais, configurada para gerar uma fonte simétrica no valor  $\pm 5V$ .

3. Multímetro modelo Fluke 189 para medição temperatura ambiente de referência, com uso de termopar.
4. Osciloscópio Tektronics de quatro canais TDS 3014B para monitoramento das tensões das unidades digital e analógica. Também foi utilizado o osciloscópio Tektronics TDS 1001B para aquisição das imagens dos sinais de tensão da placa analógica.
5. Placa de circuito impresso prototipada da unidade analógica.
6. Placa da unidade digital.
7. Sensor Termo-resistivo NTC 1K2A1 inserido na entrada superior da estufa.

A metodologia dos ensaios consistiu no aquecimento prévio da estufa PointDryOven100L, até que a mesma atingisse uma temperatura próxima a 100°C. Em seguida, a estufa é desligada, com sua porta mantida fechada durante todo o experimento, e deixada para ser resfriada lentamente até que sua temperatura entre em equilíbrio com a temperatura ambiente. O multímetro Fluke 189 contendo nos seus terminais um termopar é posicionado a poucos milímetros do termo-resistor NTC 1K2A1 dentro da estufa. Os parâmetros de projeto utilizados no protótipo, foram calculados, primeiramente, através do *scripts* de simulação do modelo implementado em MATLAB. Posteriormente, alguns parâmetros, tais como  $I_{s0}$  e  $K_r$ , foram ajustados de acordo com medições realizadas no protótipo após montagem. Os parâmetros utilizados no projeto estão relacionados na tabela a seguir:

Tabela 5.1: Parâmetros utilizados no protótipo

Parâmetro	Nome	Valor
$T_{s0}$	Temperatura de operação do sensor	80,5°C
$R_{s0}$	Resistência de operação do sensor	173 $\Omega$
$n_{adc}$	Resolução do ADC	10 bits
$n_{pwm}$	Resolução do PWM	10 bits
$f_{pwm}$	frequência PWM	100Hz
$f_{cPB}$	Frequência de Corte do Filtro FIR	0,22 Hz
$V_{max}$	Tensão máxima na entrada do ADC	3V
$V_{min}$	Tensão mínima na entrada do ADC	0V
$k_r$	Ganho do circuito de condicionamento	0,74
$V_{ref}$	Tensão de referência negativa no terminal do sensor	-5V
$I_p$	Corrente de acionamento do sensor	18,3mA

O valor da frequência de corte da malha, dado pelos parâmetros do controlador digital  $K_{iD}$  e  $K_{pD}$ , são modificados a cada experimento de forma a avaliar o impacto dessa variável no comportamento do sistema de medição de temperatura ambiente.

Durante os ensaios realizados, descritos nos subcapítulos posteriores, a malha entra em operação quando a temperatura medida pelo multímetro atinge a aproximadamente  $80^{\circ}\text{C}$ . A malha de controle continua atuando até o momento que a temperatura medida pelo multímetro atinge o valor de  $43^{\circ}\text{C}$ , quando o experimento é encerrado.

No osciloscópio 3014B do fabricante *Tektronic* foi monitorado, ao longo de todos os ensaios, o sinal de acionamento do PWM, pontos intermediários do circuito de condicionamento, além do sinal analógico na entrada no ADC do microcontrolador. Na figura 5.2 tem-se a captura da tela do osciloscópio dos sinais do PWM (canal 1) e do sinal de entrada do ADC (canal 2) num determinado instante durante o resfriamento da estufa. Através da escala de tempo na figura, observa-se que o PWM opera na frequência projetada de  $100\text{Hz}$ . Na imagem 5.2 é possível verificar também a variação abrupta dos valores do *duty cycle* a cada período do sinal do PWM, o que caracteriza a presença do ruído de quantização no sinal medido. Nesse caso, a frequência de corte do sistema foi projetada para  $f_c = 20\text{Hz}$ .

Assim como na figura 5.2, na imagem 5.3 foram capturados os sinais de saída tensão de saída do PWM (canal 1) e o sinal de tensão na entrada no ADC (canal 2). Entretanto, a captura da imagem foi realizada no momento em que a temperatura ambiente medida é próxima ao valor da temperatura do sensor ( $\approx 75^{\circ}\text{C}$ ). Nesse instante, a potência que precisa ser entregue ao sensor para mantê-lo operando no ponto de operação, se encontra próxima ao seu valor mínimo (na figura 5.3 esse valor médio é de 13%), logo o *duty cycle* do PWM é reduzido para transferir menos potência elétrica ao sensor.

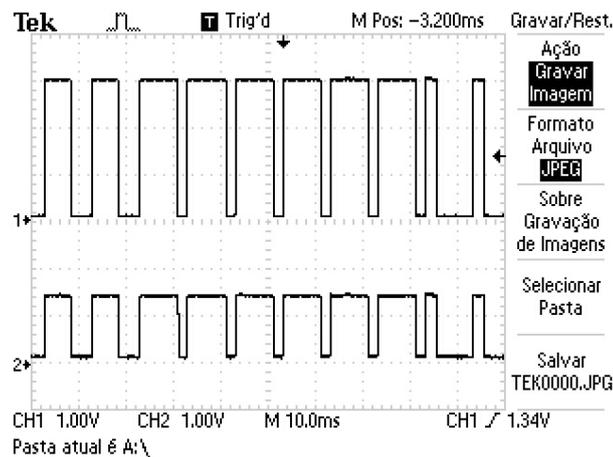


Figura 5.2: Aquisição da tela do osciloscópio TEKTRONIX TDS 1001B contendo no canal 1 a saída do PWM e no canal 2 o sinal de entrada do ADC, com  $f_c = 20\text{Hz}$

Utilizando o software *Ozone* pôde-se adquirir os valores do sinal da amplitude da tensão amostrada na entrada no ADC, o sinal da saída do controlador e o valor do erro associado na entrada do controlador PI. Na figura 5.4 representa uma amostra

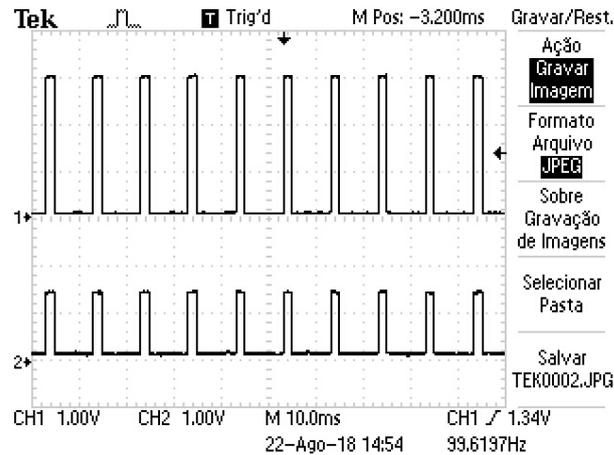


Figura 5.3: Aquisição da tela do osciloscópio TEKTRONIX TDS 1001B contendo no canal 1 a saída do PWM e no canal 2 o sinal de entrada do ADC, com  $f_c = 2\text{Hz}$

do intervalo de tempo desses sinais. Observa-se que apesar da aparência constante da amplitude amostrada do valor da amplitude da tensão amostrada do sensor (vide figura 5.4 a)), o ruído de quantização é refletido na entrada do controlador PI (vide figura 5.4 c)) que mantém seu valor médio em torno de zero, entretanto oscila com valores de amplitude de uma a três unidades, ao longo do período analisado. A oscilação do erro na entrada do controlador em torno do zero, mostra que o sensor termo-resistivo mantém sua resistência constante, no valor determinado pelo *set point* da malha.

Na saída do controlador esse mesmo ruído aparece de forma amplificada, com amplitude de oscilação médio de  $\pm 139$  amostras em torno do seu valor médio.

Para avaliar a performance da filtragem do sinal medido (temperatura ambiente calculada a partir do sinal de saída do controlador através da equação (3.6)), assim como a resolução do sistema de medição em função da frequência de corte da malha  $f_c$ , foi estabelecido quatro cenários distintos para aquisição de dados do protótipo. O primeiro ensaio considerou a frequências de corte da malha em  $f_{c1} = 2\text{Hz}$ , o segundo ensaio em  $f_{c2} = 5\text{Hz}$ , o terceiro em  $f_{c3} = 10\text{Hz}$  e o último em  $f_{c4} = 20\text{Hz}$ .

Nas figuras a seguir, pode-se verificar a evolução ao longo do tempo dos sinais da temperatura ambiente medida, antes e após filtragem, assim como a amplitude da tensão amostrada e o erro presente na entrada do controlador PI, para cada frequência de corte considerada.

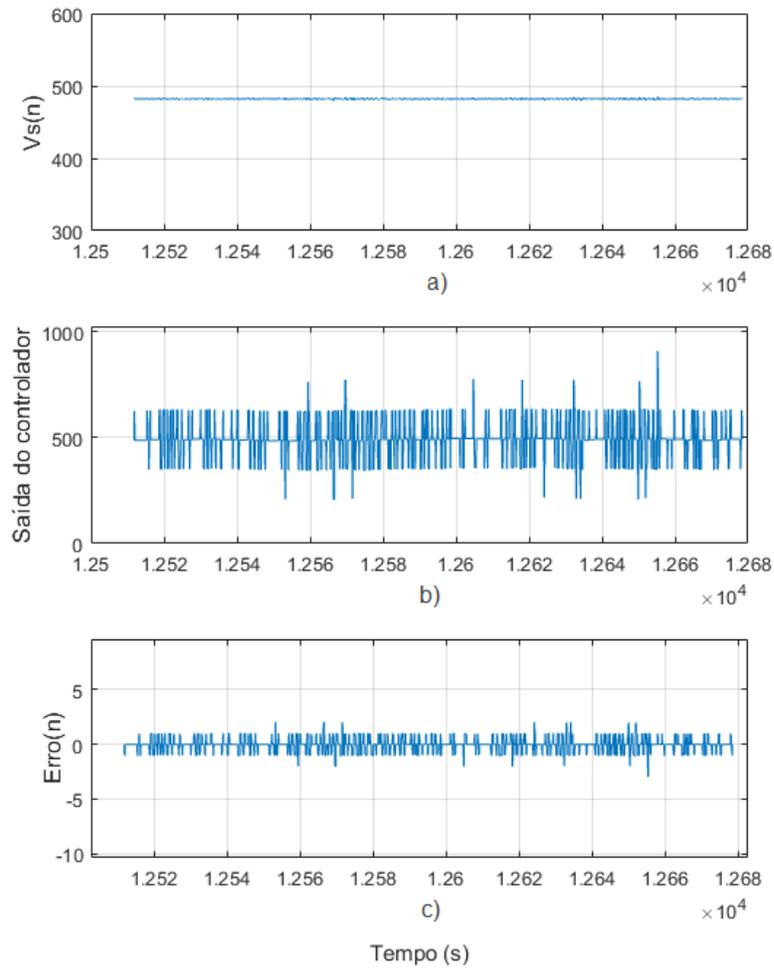


Figura 5.4: Análise temporal dos sinal gerados no experimento. a) Sinal amostrado da amplitude da tensão do sensor, b) Sinal de saída so controlador e c) Sinal de erro na entrada do controlador

## 5.1 Resultados do Ensaio - 1

No primeira ensaio do protótipo desenvolvido foi calculado as constantes do controlador digital de forma a se obter uma frequência de corte da malha no valor de  $2Hz$ . Na tabela abaixo, tem-se sintetizado os parâmetros calculados configurados no sistema.

Tabela 5.2: Parâmetros específicos utilizados no ensaio 1

Parâmetro	Nome	Valor
$K_{iD}$	Constante integral digital	-21
$K_{pD}$	Constante proporcional digital	-16
$y_{Dr}$	<i>Set Point</i> da malha	574
$f_c$	frequência de corte da malha	2Hz

Através da interface USB do notebook SONY VAIO foi adquirido da unidade digital os dados plotados na figura 5.5.

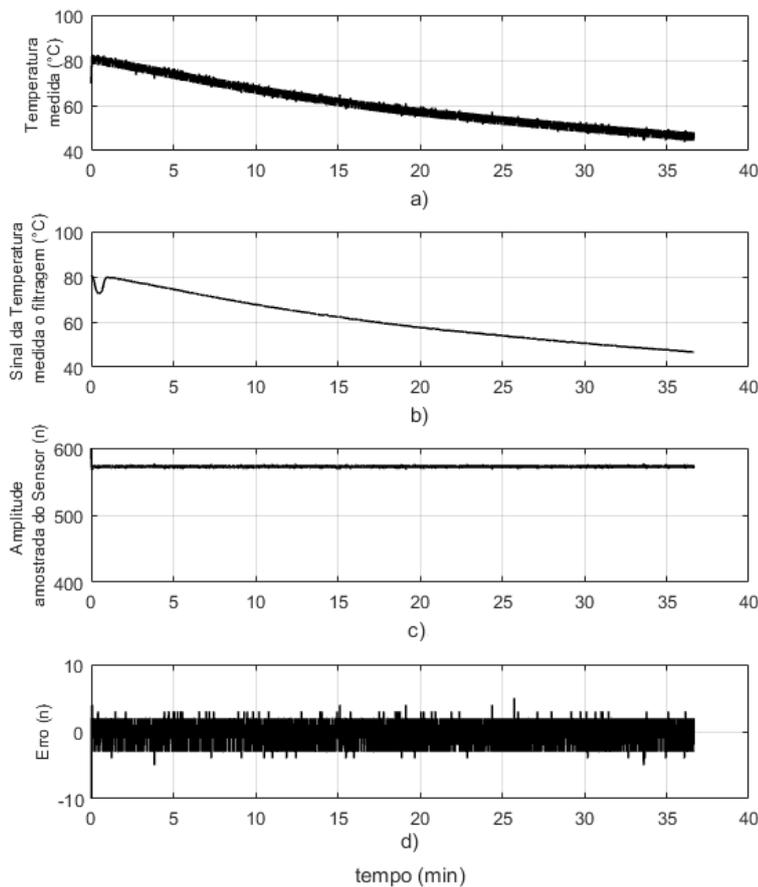


Figura 5.5: Análise no tempo dos sinais de temperatura calculada a partir da saída do controlador PI a) e após o filtro b), a amplitude do sinal amostrado pelo ADC c) e o erro da entrada do microcontrolador d) para uma frequência de corte projetada para  $f_c = 2\text{hz}$

Na imagem 5.5 a) é plotado o valor da temperatura ambiente calculado, utilizando a equação (3.6), na qual o parâmetro  $x(n)$  é o sinal de saída do controlador digital PI.

Já na imagem 5.5 b) é realizado o mesmo cálculo da temperatura ambiente, porém o parâmetro  $x(n)$  é o sinal de saída do controlador após a filtragem para atenuação do ruído de quantização. Ambos possuem uma característica de decaimento num formato de um exponencial decrescente, em virtude da característica de decaimento da temperatura interno na estufa, quando submetido ao resfriamento livre.

Na imagem 5.5 c) é plotado o sinal da amplitude da tensão nos terminais do sensor, após ser amostrado pelo conversor ADC do microcontrolador. Ele se mantém constante ao longo de todo o experimento, o que valida o fato de que a resistência do sensor se manteve constante ao longo do experimento, uma vez que a corrente elétrica que atravessa o sensor é constante. Por fim a figura 5.5 d) mostra o valor do erro na entrada do controlador digital PI durante o ensaio, que oscila com amplitude máxima de 5 unidades de amostra.

## 5.2 Resultados do Ensaio - 2

No segundo ensaio experimental do protótipo desenvolvido foi calculado as constantes do controlador digital de forma a se obter uma frequência de corte da malha no valor de  $5Hz$ . Na tabela abaixo, tem-se sintetizado os parâmetros calculados configurados no sistema.

Tabela 5.3: Parâmetros específicos utilizados no ensaio 2

Parâmetro	Nome	Valor
$K_{iD}$	Constante integral digital	-51
$K_{pD}$	Constante proporcional digital	-39
$y_{Dr}$	<i>Set Point</i> da malha	574
$f_c$	frequência de corte da malha	5Hz

Através da interface USB do notebook SONY VAIO foi adquirido da unidade digital os dados plotados na figura 5.6.

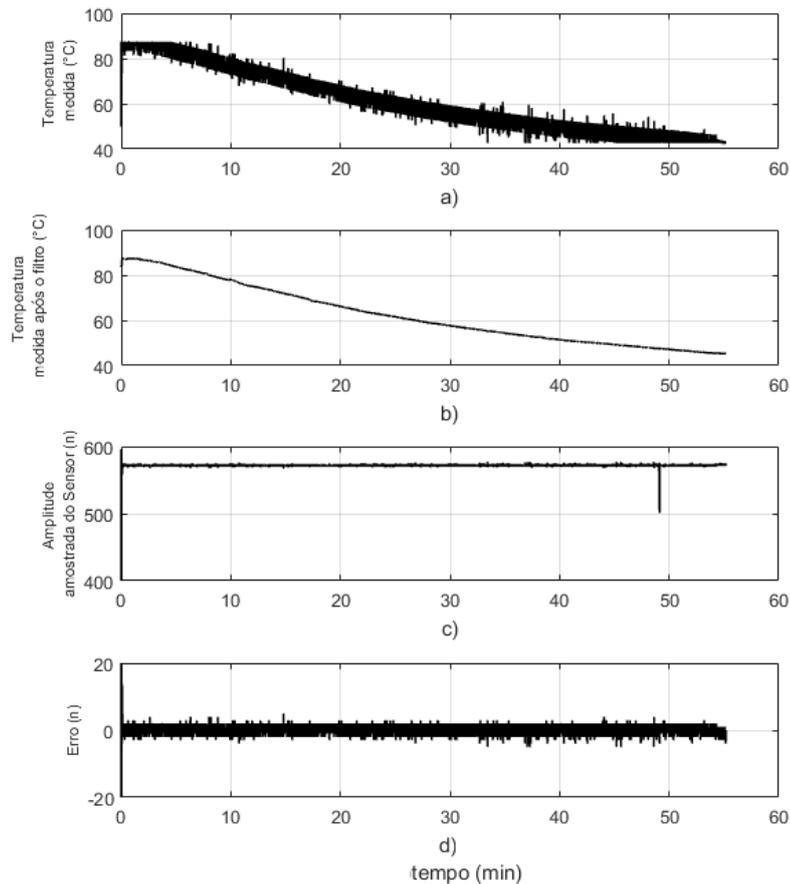


Figura 5.6: Análise no tempo dos sinais de temperatura calculada a partir da saída do controlador PI a) e após o filtro b), a amplitude do sinal amostrado pelo ADC c) e o erro da entrada do microcontrolador d) para uma frequência de corte projetada para  $f_c = 5\text{hz}$

Na imagem 5.6 a) é plotado o valor da temperatura ambiente calculado, utilizando a equação (3.6), na qual o parâmetro  $x(n)$  é o sinal de saída do controlador digital PI. Já na imagem 5.6 b) é realizado o mesmo cálculo da temperatura ambiente, porém o parâmetro  $x(n)$  é o sinal de saída do controlador após a filtragem para atenuação do ruído de quantização. Ambos possuem uma característica de decaimento num formato de um exponencial decrescente, em virtude da característica de decaimento da temperatura interno na estufa, quando submetido ao resfriamento livre.

Na imagem 5.6 c) é plotado o sinal da amplitude da tensão nos terminais do sensor, após amostragem pelo conversor ADC. Ele se mantém constante ao longo de todo o experimento, o que valida o fato de que a resistência do sensor se manteve constante ao longo do experimento, uma vez que a corrente elétrica que atravessa o sensor é constante.

Por fim a figura 5.6 d) que oscila com amplitude máxima de 5 unidades de amostra.

### 5.3 Resultados do Ensaio - 3

No terceiro ensaio experimental do protótipo desenvolvido foi calculado as constantes do controlador digital de forma a se obter uma frequência de corte da malha no valor de  $10\text{Hz}$ . Na tabela abaixo, tem-se sintetizado os parâmetros calculados configurados no sistema.

Tabela 5.4: Parâmetros específicos utilizados no ensaio 3

Parâmetro	Nome	Valor
$K_{iD}$	Constante integral digital	-94
$K_{pD}$	Constante proporcional digital	-70
$y_{Dr}$	<i>Set Point</i> da malha	483
$f_c$	frequência de corte da malha	10Hz

Através da interface USB do notebook SONY VAIO foi adquirido da unidade digital os dados plotados na figura 5.7.

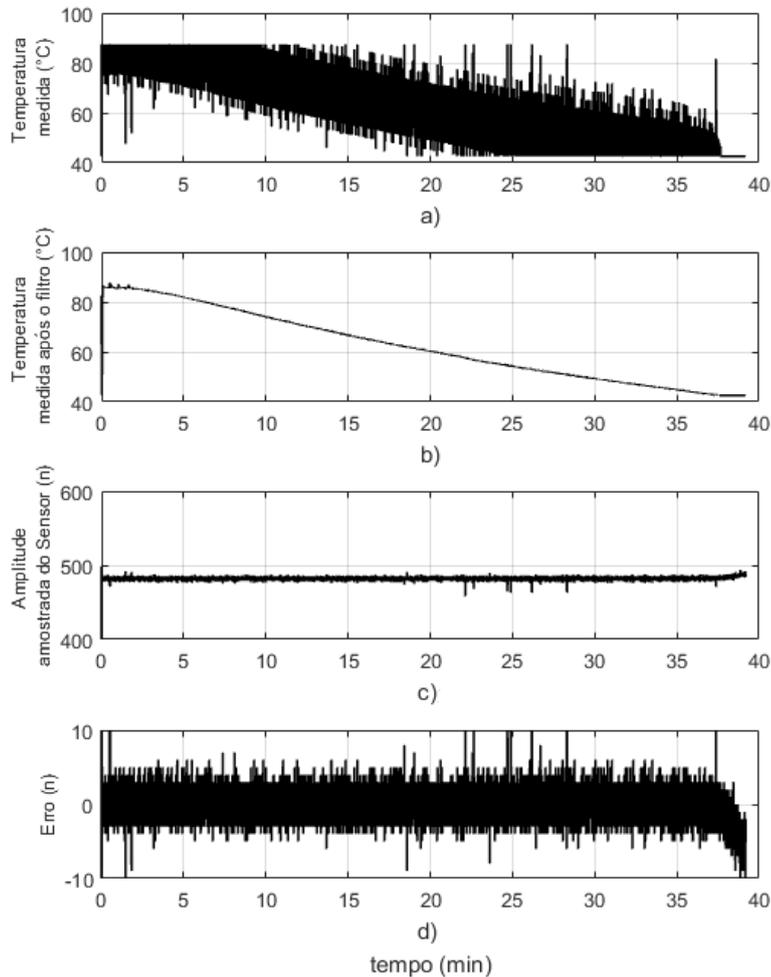


Figura 5.7: Análise no tempo dos sinais de temperatura calculada a partir da saída do controlador PI a) e após o filtro b), a amplitude do sinal amostrado pelo ADC c) e o erro da entrada do microcontrolador d) para uma frequência de corte projetada para  $f_c = 10\text{hz}$

Assim como nos ensaios anteriores, na imagem 5.7 a) é plotado o valor da temperatura ambiente calculado, utilizando a equação (3.6), na qual o parâmetro  $x(n)$  é o sinal de saída do controlador digital PI. Já na imagem 5.7 b) realizado o mesmo cálculo da temperatura ambiente, porém o parâmetro  $x(n)$  é o sinal de saída do controlador após a filtragem para atenuação do ruído de quantização. Nessa figura não é mais possível verificar a característica exponencial decrescente dos sinal mostrados em a), uma vez que a amplitude do ruído se torna significativa e a sinal entra em saturação nos intervalos  $t < 12,5s$  e  $t > 22,5s$ .

Na imagem 5.7 c) é plotado o sinal da amplitude da tensão nos terminais do sensor, após amostragem pelo conversor ADC. Ele se mantém constante ao longo de todo o experimento, o que valida o fato de que a resistência do sensor se manteve constante ao

longo do experimento, uma vez que a corrente elétrica que atravessa o sensor é constante. Por fim, a figura 5.7 d) mostra o valor do erro na entrada do controlador digital PI durante o ensaio, que oscila com amplitude média de 5 unidades de amostra, porém com alguns picos que chegam até a 10 unidades de amostra. Esses picos de amplitude no sinal do erro estão relacionados a possíveis perturbações na bancada de testes durante o período considerado de aquisição dos dados.

## 5.4 Resultados do Ensaio - 4

No quarto ensaio experimental do protótipo desenvolvido foi calculado as constantes do controlador digital de forma a se obter uma frequência de corte da malha no valor de  $20\text{Hz}$ . Na tabela abaixo, tem-se sintetizado os parâmetros calculados configurados no sistema.

Tabela 5.5: Parâmetros específicos utilizados no ensaio 4

Parâmetro	Nome	Valor
$K_{iD}$	Constante integral digital	-188
$K_{pD}$	Constante proporcional digital	-139
$y_{Dr}$	<i>Set Point</i> da malha	483
$f_c$	frequência de corte da malha	20Hz

Através da interface USB do notebook SONY VAIO foi adquirido da unidade digital os dados plotados na figura 5.8.

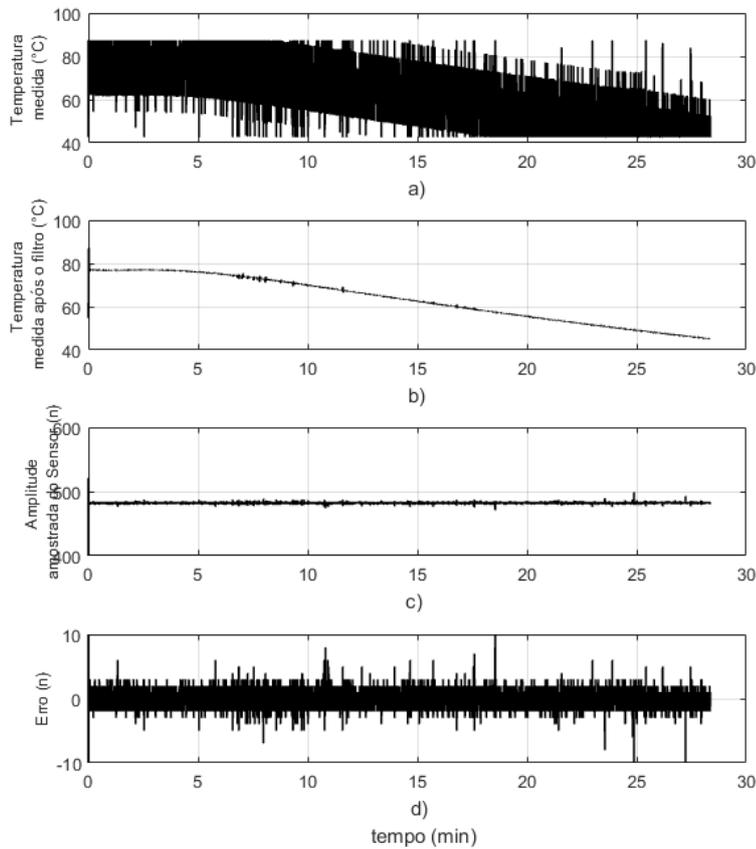


Figura 5.8: Análise no tempo dos sinais de temperatura calculada a partir da saída do controlador PI a) e após o filtro b), a amplitude do sinal amostrado pelo ADC c) e o erro da entrada do microcontrolador d) para uma frequência de corte projetada para  $f_c = 20\text{hz}$

Na imagem 5.8 a) é plotado o valor da temperatura ambiente calculado, utilizando a equação (3.6), na qual o parâmetro  $x(n)$  é o sinal de saída do controlador digital PI. Já na imagem 5.8 b) é realizado o mesmo cálculo da temperatura ambiente, porém o parâmetro  $x(n)$  é o sinal de saída do controlador após a filtragem para atenuação do ruído de quantização. Nessa figura, assim como no ensaio 3, já não é mais possível verificar a característica exponencial decrescente do sinal em a), uma vez que a amplitude do ruído se torna significativa e a sinal entra em saturação nos intervalos ao longo de todo o período de observação.

Na imagem 5.8 c) é plotado o sinal da amplitude da tensão nos terminais do sensor, após amostragem pelo conversor ADC. Ele se mantém constante ao longo de todo o experimento, o que valida o fato de que a resistência do sensor se manteve constante ao longo do experimento, uma vez que a corrente elétrica que atravessa o sensor é constante. Por fim, a figura 5.8 d) mostra o erro na entrada do controlador digital PI que, assim como

nos ensaios anteriores, que oscila com amplitude média de 2 unidades de amostra, porém com alguns picos que chegam até a 10 unidades de amostra. Esse picos de amplitude no sinal do erro estão relacionados a perturbações na bancada de testes durante o período considerado de aquisição dos dados.

## 5.5 Análise dos resultados

Na análise temporal dos sinais coletados na sessão anterior, tem-se os sinais calculados da temperatura ambiente medido a partir do sinal de saída de controle (antes e após o filtro), a amplitude do sinal amostrado nos terminais do sensor e o erro presente na entrada do controlador PI. Pode-se verificar que o erro na entrada do controlador PI é mantido em torno de zero, porém com amplitude de oscilação da ordem de uma a seis unidades de amostra. O erro se mantém com valor médio nulo, em virtude da característica de regulação da malha que garante que o valor da resistência opere em torno de um ponto de operação estabelecido durante o projeto, logo a diferença entre o valor amostrado e o valor do *set point* da malha tende a zero. O decaimento da temperatura da estufa é compensado pela variação do sinal na saída do controlador, a qual foi utilizada para calcular a temperatura ambiente, cujo resultado foi plotado nas figuras 5.5 a), 5.6 a), 5.7 a) e 5.8 a).

É possível observar o aumento da amplitude de oscilação do valor da temperatura calculada a partir do valor de saída do controlador, a medida que a frequência de corte da malha aumenta. Esse fato acontece em virtude do aumento do valor das constante  $K_{iD}$  e  $K_{pD}$  calculados a medida que a frequência de corte da malha foi aumentando. Nesse contexto, pode-se destacar o ensaio 4, no qual a variação do sinal da temperatura calculada oscila entre os limites de saturação ao longo praticamente todo o experimento. Esse fato, corrobora a característica do sistema de amplificar o ruído de quantização, quando o polo de malha fechada é deslocado para frequências mais altas. Nos ensaios implementados, a partir da frequência de corte de 10Hz (ensaio 3), já foi possível constatar a saturação do sinal de saída do controlador PI, ao longo do período considerando durante o período de aquisição dos dados.

Os sinais de temperatura ambiente calculados, antes e após a filtragem, adquiridos através do software *Ozone*, são importados para o MATLAB. Nesse ambiente, é estimado para cada sinal, uma curva que melhor descreve o comportamento das medidas coletadas. Dessa forma, subtraindo o valor calculado com a curva estimada, pôde-se extrair a amplitude do erro  $\sigma_{ruído}$  associado a cada ensaio. A partir da equação (3.10) do valor da amplitude do erro, apresentada na sessão 3.2.1, calculou-se a potência do erro em decibel, antes e após a filtragem, para se estimar utilizando o termo  $6,02N$  da equação (2.24), o aumento no número de bits efetivos ganhos na resolução da medição após a filtragem. Os resultados são compilados na tabela a seguir.

Conforme a tabela, a resolução do sinal medido pode aumentar de 3 à 5 bits após a

Tabela 5.6: Análise dos dados dos ensaios

Ensaio	$f_c$	Sinal	$\sigma_{ruído}$	$(\sigma_{ruído}^2)_{dB}$	Aumento da resolução
1	2 Hz	Antes da filtragem	0,897 °C	- 0,941 dB	3,56 bits
		Após filtragem	0,076 °C	-22,390 dB	
2	5 Hz	Antes da filtragem	1,174 °C	1,388 dB	3,70 bits
		Após filtragem	0,090 °C	-20,89 dB	
3	10 Hz	Antes da filtragem	1,924 °C	5,685 dB	4,70 bits
		Após filtragem	0,074 °C	-22,6037	
4	20 Hz	Antes da filtragem	2,5861 °C	8,253 dB	5,40 bits
		Após filtragem	0,0613 °C	-24,252 dB	

filtragem do sinal. Se analisarmos somente os ensaios 1 e 4, verifica-se também que ao se multiplicar a frequência de corte da malha fechada por dez, pode-se obter um aumento aproximado de 2 bits na resolução do sistema.

Dessa forma, pôde-se constatar que o protótipo microcontrolado do sistema de medição com sensores termo-resistivos em configuração realimentada, cujo sinal de acionamento é proporcional a corrente eficaz ao quadrado, apesar de possuir o ruído de quantização do ADC amplificado para frequências mais altas a medida que a frequência de corte da malha aumenta, pode ter sua resolução aumentada, quando adicionado um filtro passa baixa, posicionado antes da frequência de corte da malha fechada. Essa característica permite que o polo da malha seja posicionado em frequências altas, de forma a acelerar a resposta do sistema, sem diminuir a performance da medição.

Apesar dos ensaios terem sido implementados para a medição de temperatura, o mesmo hardware e *firmware* desenvolvidos poderiam ser implementados para medição da variável radiação térmica.

## Conclusão e trabalhos futuros

Nesse trabalho implementou-se uma topologia para medição das grandezas temperatura e radiação térmica baseada em sensores termo-resistivos, onde a informação do mensurando pode ser adquirida a partir da largura do pulso modulado e que esta tem relação linear com a temperatura ambiente e a radiação térmica incidente no termo-resistor, facilitando o processo de medição dessas duas grandezas.

O funcionamento de tal arquitetura foi simulado em MATLAB, onde foi observado a dinâmica do comportamento da malha de controle e o impacto do ruído de quantização na medição. As simulações foram implementadas, tanto para medição de temperatura ambiente, quanto para medição de radiação térmica. Como resultado dessa etapa, foi redigido um artigo aceito no *2nd International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers* intitulado *Low Noise Feedback I<sup>2</sup>-Controlled Constant Temperature Thermal Radiation Meter*.

Nessa dissertação foi desenvolvido também o projeto e a implementação do sistema proposto por meio de circuitos eletrônicos, a fim de avaliar experimentalmente o comportamento das variáveis avaliadas em simulação. Foi constatada a eficácia do filtro passa baixas para minimizar o impacto na degradação da relação sinal ruído do sistema, e assim aumentar o número efetivo de bits da grandeza temperatura. A solução proposta para o aumento da resolução do sistema é interessante também do ponto de vista de custo de implementação, uma vez que se restringe a uma solução de desenvolvimento de *firmware*, logo não precisa da adição de um novo hardware ao sistema. A possibilidade de usar um único circuito integrado de baixo custo capaz de implementar todas as funções da unidade digital, também é um fator positivo, tendo em vista que simplifica a solução e também reduz custo do hardware final.

Apesar das grandezas utilizadas para validar a arquitetura possuírem baixa taxa de variação no tempo, da ordem de alguns *Hz*, a malha poderia ser implementada também para medição de grandezas, cuja taxa de variação seja mais elevada. Pode-se citar como exemplo a grandeza velocidade de fluídos, tendo em vista que os efeitos causados pela redução da constante de tempo da malha fechada, podem ser compensados pelo uso do filtro passa baixa. Nessa arquitetura a constante de tempo pode ser manipulada pelo projetista de forma a posicionar a frequência de corte da malha  $f_c$ , de acordo com necessidade da variável de medição.

Apesar do trabalho ter tido como foco a caracterização e análise do impacto do ruído de quantização na medição, outras análises ainda poderão ser implementadas em trabalhos futuros para caracterizar o sistema. Em (MEASUREMENT; TECHNICAL, 2011), por exemplo, são apresentadas técnicas padronizadas para caracterização de conversores analógicos digitais, que poderiam ser utilizadas para caracterizar o sistema de medição. Já em (HOLCER; MICHAELI; ŠALIGA, 2003), é proposto um método de análise da linearidade do sistema baseado em estímulo com sinais exponenciais, semelhante a forma de onda do sinal de temperatura interna da estufa, quando deixado para resfriar livremente, assim como foi observado durante os ensaios.

Para finalizar, para trabalhos futuros a serem realizados baseados nos resultados obtidos nessa dissertação, sugere-se os itens:

1. Redação e submissão de um novo artigo contendo os resultados experimentais desenvolvidos nesse trabalho;
2. Análise para determinação do ponto ótimo do posicionamento da frequência de corte da malha fechada de forma a atender um compromisso entre tempo de resposta da malha e o nível de ruído inserido na variável de medição;
3. Análise da topologia proposta quanto as técnicas padronizadas propostas em (MEASUREMENT; TECHNICAL, 2011);
4. Análise da topologia proposta quanto a linearidade do sistema de medição das variáveis de temperatura ambiente e radiação térmica;
5. Caracterizar e implementar um sistema para medição de velocidade de fluidos baseado no hardware desenvolvido nesse trabalho;
6. Integração numa única placa eletrônica das unidades digital e analógica;

## APÊNDICE A

# Modelo de pequenos sinais do sensor termoresistivo

O subsistema do termistor possui como entrada a corrente eficaz ao quadrado  $I_{SRMS}^2$  e como saída a resistência do sensor  $R_s$ . Da equação de conservação de energia aplicado ao sensor termo resistivo, temos que:

$$\alpha SH + R_s I_s^2 = G_{TH}(T_s - T_a) + C_{TH} \frac{dT_s}{dt} \quad (\text{A.1})$$

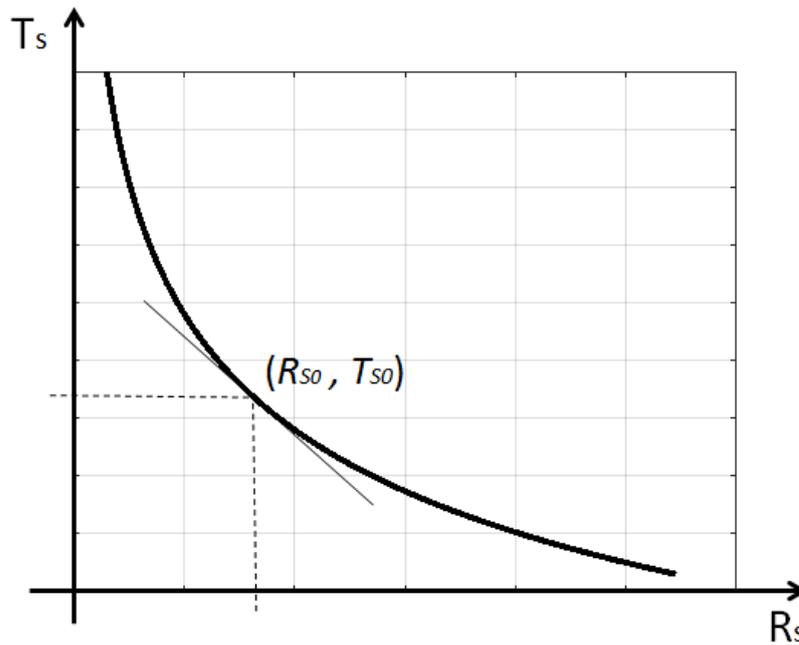


Figura A.1: Característica de  $R_s$  x  $T_s$

Considerando pequenas variações em torno do seu ponto de operação  $(T_{s0}, R_{s0})$ , (ver figura A.1) pode-se aproximar a curva por uma reta tangente com inclinação  $k_t$ :

$$\Delta T_s = k_t \cdot \Delta R_s \quad (\text{A.2})$$

Para pequenas variações de  $R_s$ ,

$$\frac{dT_s}{dt} = k_t \frac{dR_s}{dt} = k_t \frac{dr}{dt} \quad (\text{A.3})$$

$$k_t = \left. \frac{\partial T_s}{\partial t} \right|_{T_{s0}, R_{s0}} = -\frac{T_{s0}^2}{B \cdot R_{s0}} \quad (\text{A.4})$$

Sabendo que  $I_s^2 = X$ , e substituindo em A.1,  $X = X_0 + x$ ,  $R_s = R_{s0} + r$  e  $H = H_0 + h$ , tem-se que:

$$\alpha S(H_0 + h) + R_s(X_0 + x) = G_{TH}(ktr + T_{s0} - T_a) + C_{TH}k_t \frac{dr}{dt} \quad (\text{A.5})$$

$$\alpha SH_0 + \alpha Sh + R_{s0}X_{s0} + R_{s0}x + rX_0 + rx = G_{TH}(T_{s0} - T_a) + G_{TH}k_t r + C_{TH}k_t \frac{dr}{dt} \quad (\text{A.6})$$

De A.6 observa-se que os termos  $\alpha SH_0$ ,  $R_{s0}X_{s0}$  e  $G_{TH}(T_{s0} - T_a)$  representam a parte contínua da equação. Já o termo  $rx$  é o produto incremental, que por sua vez pode ser desprezado da equação. Dessa forma, a equação A.6, pode ser reescrita como:

$$\alpha Sh + R_{s0}x + rX_0 = r(G_{TH}k_t - X_0) + C_{TH}k_t \frac{dr}{dt} \quad (\text{A.7})$$

Aplicando Laplace em A.7

$$\alpha SH(s) + R_{s0}X(s) = R(s)(G_{TH}k_t - X_0) + C_{TH}k_t sR(s) \quad (\text{A.8})$$

Isolando R(s)

$$R(s) = \frac{R_{s0}X(s) + \alpha SH(s)}{(G_{TH}k_t - X_0) + C_{TH}k_t s} \quad (\text{A.9})$$

$$R(s) = \frac{\frac{R_{s0}}{(G_{TH}k_t - X_0)}X(s) + \frac{\alpha S}{(G_{TH}k_t - X_0)}H(s)}{1 + \frac{C_{TH}k_t s}{G_{TH}k_t - X_0}} \quad (\text{A.10})$$

Logo,

$$k_x = \frac{R_{s0}}{G_{TH}k_t - I_{s0}^2} \quad k_h = \frac{\alpha S}{G_{TH}k_t - I_{s0}^2} \quad \tau_a = \frac{C_{TH}k_t}{G_{TH}k_t - I_{s0}^2} \quad k_t = \frac{-T_{s0}^2}{BR_{s0}}$$

## APÊNDICE B

# Código implementado em MATLAB

```
1 - clc
2 - clear all
3
4 - freq_pwm = 100;
5 - sample_time = 1/freq_pwm;
6
7 - Vmax = 5; % Tensão máximo do fundo de escala do ADC
8 - Vmin = 0; % Tensão mínima do fundo de escala do ADC
9 - Vref = 0; % Tensão no terminal do sensor termo resistivo
10 - n_pwm = 10; % Resolução do PWM
11 - n_adc = 10; % Resolução do ADC
12
13 - % -----Parâmetros do termoresistor NTC-----%
14
15 - B = 3348;
16 - R_25 = 1000;
17 - A = R_25/(exp(B/(273+25)));
18 - Ta = 273+25;
19 - hS = 0.75e-3;
20 - mc = 1.3755e-3;
21
22 - % ----- Características e ponto de operação do sensor ----- %
23
24 - Ts0 = 273+80; % Temperatura de operação do sensor
25 - Rs0 = A*exp(B/Ts0); % Cálculo da resistência de operação do sensor
26
27 - Pe0 = hS*(Ts0-Ta); % Potência elétrica em regime permanente, quando H = 0.
28 - Is0 = sqrt((hS*(Ts0-Ta))/Rs0); % Cálculo da corrente de operação.
29 - Ip = Is0/sqrt(0.5) % Cálculo de Ip.
30
31 - Ta_min = Ts0 - (0.9*Rs0*Ip^2)/hS % Cálculo do valor máximo medido.
32 - Ta_max = Ts0 - (0.1*Rs0*Ip^2)/hS % Cálculo do valor mínimo medido.
```

```

33
34 - Delta_Ta == Ta_max - Ta_min % Range de medição.
35
36 % ----- Parâmetros do modelo linear do Sensor ----- %
37 - kt = -(Ts0^2)/(B*Rs0);
38 - kx = Rs0/(hS*kt-(Is0^2));
39 - tal_a = mc*kt/(hS*kt-(Is0^2));
40
41 - kr = 0.66; % Ganho de circuito de condicionamento.
42 - ki = 5*2*pi/(kx*kr); % Cálculo do ki baseado no fc da malha.
43 - kp = ki*tal_a; % Cálculo kp para cancelar a tal_a.
44
45 - Apass = 3; % Atenuação máxima na banda passante do filtro.
46 - Astop = 100; % Atenuação na banda de rejeição do filtro.
47
48 - zero == -ki/kp % Zero da função de transferência da malha.
49 - polo == -ki*kx*kr % Pólo da função de transferência da malha.
50
51 - Fpass == (-zero/(2*pi)) % Frequencia de corte do filtro.
52 - Fstop == (-zero/(2*pi))+2 % Frequencia mínima na banda de rejeição do filtro
53
54 % ----- Projeto Controlador Digital ----- %
55
56 - KAD = (2^(n_pwm-n_adc-1.5))*((Vmax-Vmin)/(Is0^3)); % Cálculo da constante
57 %de conversão da grandeza analógica para a grandeza digital.
58
59 - KpD == round(KAD*kp) %Cálculo da contante proporcional digital
60 - KiD == round(KAD*ki) %Cálculo da contante integral digital
61
62 - yDr = round(kr*(2^n_adc*(Rs0*Ip+Vref-Vmin)/(Vmax-Vmin))); % Cálculo
63 % do valor de referência da malha

```

```

70 - sim('C:\Users\leonardo.daltro\Documents\MATLAB\Modelo_Termometro_leo_pwm_noise.slx')
71
72 - size = size(x_nf);
73 - tempo_discreto = sample_time*linspace(1,size(1),size(1));
74
75 - %----- Rotina para o Plotas imagens -----
76
77 - figure(1)
78 -     subplot(2,2,1)
79 -     p1=plot(tempo_discreto,Ta_in(:)-273);
80 -     ylim([0 80])
81 -     ylabel('Temperatura Ambiente(°C)')
82 -     set(p1,'Color','black','LineWidth',3)
83 -     xlabel('tempo (s)')
84 -     grid
85
86 -     subplot(2,2,2)
87 -     p2 = plot(tout,Rs(:));
88 -     set(p2,'Color','black','LineWidth',3)
89 -     ylim([150 190])
90 -     ylabel('Resistência do Sensor (Ohm)')
91 -     xlabel('tempo (s)')
92 -     grid
93
94 -     subplot(2,2,3)
95 -     p3 = plot(tout,Pe(:));
96 -     set(p3,'Color','black','LineWidth',3)
97 -     ylim([0 0.1])
98 -     xlabel('tempo (s)')
99 -     ylabel('Potência Entregue ao Sensor (W)')
100 -     grid
101

```

```

145
146 % ----- Cálculo do janelamento e DFT dos sinais medidos -----
147 |
148 - w = hann(3500-500+1); %Geração da janela de Hanning
149 - Y_n = ((x_n(500:3500)*Ip^2)/(2^n_adc)).*w; %Sinal medido não filtrado
150                                     % multiplicado pela Janela
151                                     % de hanning
152 - Y_nf = ((x_nf(500:3500)*Ip^2)/(2^n_adc)).*w; %Sinal filtrado multiplic
153                                     % do pela Janela de hannin
154
155 - N = 4098; % Número de pontos para o cálculo da DFT
156 - fft_X = fft(Y_n,N); % FFT do sinal não filtrado
157 - fft_X1 = fft(Y_nf,N); % FFT do sinal filtrado
158 - fftshift_X = fftshift(fft_X); % Centralização da FFT
159 - fftshift_X1 = fftshift(fft_X1); % Centralização da FFT
160
161 - fs = 1/sample_time;
162 - f = linspace(-fs/2,fs/2,N)'; % Geração do vetor de frequências
163
164 - figure(10)
165 -     plot(Y_n,'b')
166 -     hold on
167 -     plot(Y_nf,'r','LineWidth',2)
168 -     hold off
169 -     grid
170
171 - figure (11)
172
173 -     plot(f,10*log10(abs(fftshift_X)), 'b',f,10*log10(fftshift_X1),'r')
174 -     title('DFT do sinal de controle ')
175 -     xlabel('Hz')
176 -     grid

```

## Cálculo das constantes do Controlador PI

A equação do controlador PI analógico, no domínio do tempo, é dada por:

$$x_A(t) = K_{pA} \cdot V'_{sA}(t) + K_{iA} \cdot \int V'_{sA} dt \quad (C.1)$$

- $x_A(t)$  é a saída analógica (corrente do sensor eficaz ao quadrado)
- $K_{pA}$  é a constante proporcional analógica
- $K_{iA}$  é a constante integral analógica
- $V'_{sA}(t)$  é a entrada analógica (diferença entre as duas resistências)

A equação do controlador analógico, no domínio do tempo, é dada por:

$$x_D(t) = K_{pD} \cdot V'_{sD}(t) + K_{iD} \cdot \int V'_{sD} dt \quad (C.2)$$

- $x_D(t)$  é a saída digital do controlador (largura de pulso)
- $K_{pD}$  é a constante proporcional digital
- $K_{iD}$  é a constante integral digital
- $V'_{sD}(t)$  é a entrada digital (diferença entre as duas resistências)

A saída do controlador analógico é a corrente eficaz do termo-resistor elevada ao quadrado e, quando esta corrente é igual a  $I_{s0}$ , (valor em torno do qual a corrente do termo-resistor deve variar), a saída do controlador digital deve fornecer o valor digital da largura do pulso correspondente à metade do pulso máximo a ser modulado.

$$x_A(t) = I_{s0}^2 \quad (C.3)$$

$$x_D = \frac{2^{n_{PWM}}}{2} \quad (C.4)$$

Utilizando a relação acima encontra-se a relação entre  $x_A$  e  $x_D$

$$x_A(t) = \frac{I_{s0}^2}{2^{n_{PWM}-1}} x_D \quad (C.5)$$

Em que  $n_{PWM}$  é o número de bits do sinal de saída do controlador digital implementado no microcontrolador. A entrada do controlador analógico, é a diferença entre a resistência de referência (resistência que o sensor teria quando conduzindo a corrente  $I_{s0}$ ) e a resistência do termo-resistor. A entrada do controlador digital, é a diferença entre a tensão de referência (tensão que o terminal positivo do sensor teria se este fosse atravessado por uma corrente pulsada de amplitude  $I_p$  e período correspondente a 50% do período total e cujo valor eficaz fosse  $I_{s0}$ ) e a tensão no terminal positivo do termo-resistor. Vale ressaltar que, o terminal negativo do termo-resistor está conectado a uma fonte de tensão contínua com valor  $V_{ref}$ . Assim:

$$y_A(t) = y_{Ar}(t) - y_{Af}(t) \quad (C.6)$$

$$y_D(t) = y_{Dr}(t) - y_{Df}(t) \quad (C.7)$$

Um valor analógico de resistência pode ser convertido para uma valor digital de tensão pela expressão:

$$y_D(t) = \frac{2^n_{CAD}}{V_{max} - V_{min}} y_A(t) I_p + V_{ref} - V_{min} \quad (C.8)$$

Em que  $n_{CAD}$  é o número de bits do conversor A/D.  $V_{max}$  e  $V_{min}$  são as tensões máxima e mínima que o sensor pode assumir dentro da faixa definida pelo fabricante para a escala do conversor.

Portanto, fazendo uso da equação (C.8),

$$y_{Dr}(t) = \frac{2^n_{CAD}}{V_{max} - V_{min}} y_{Ar}(t) I_p + V_{ref} - V_{min} \quad (C.9)$$

$$y_{Df}(t) = \frac{2^n_{CAD}}{V_{max} - V_{min}} y_{Af}(t) I_p + V_{ref} - V_{min} \quad (C.10)$$

Substituindo as equações (C.9) e (C.10) em (C.7), tem-se

$$y'_D(t) = \frac{2^n_{CAD}}{V_{max} - V_{min}} y_{Af}(t) I_p + V_{ref} - V_{min} \quad (C.11)$$

Substituindo as equações (C.6) em (C.11), tem-se

$$y'_A(t) = \frac{V_{max} - V_{min}}{2^{n_{CAD}} I_p} y'_D(t) \quad (C.12)$$

Substituindo as equações (C.5) e a (C.11) na equação C.1 e comparando com a equação C.2, obtêm-se a equação de conversão:

$$K_{pD} = K_{AD} K_{pA} \quad (C.13)$$

$$K_{iD} = K_{AD} K_{iA} \quad (C.14)$$

Em que  $K_{AD}$  é uma constante expressa por:

$$K_{AD} = \frac{V_{max} - V_{min}}{I_{s0}^3} 2^{n_{adc} - n_{pwm} - 1,5} \quad (C.15)$$



# APÊNDICE D

## Esquemático e *Layout* da Unidade Analógica

Esquemático elaborado no *software EAGLE 5.1* do circuito da unidade analógica, composta pela fonte de corrente, pelo par diferencial e o circuito para deslocamento da referência de -5V para o valor de referência do microcontrolador.

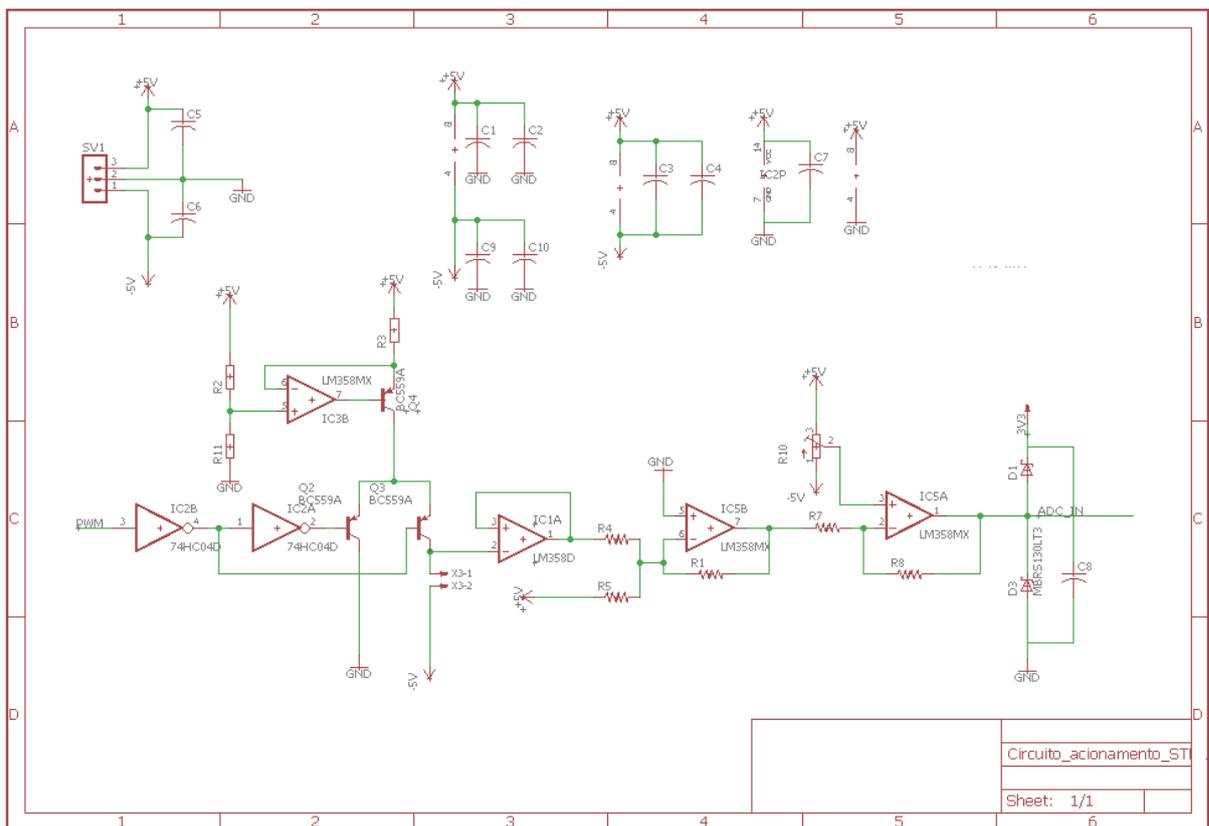


Figura D.1: Esquemático da unidade analógica

Na figura abaixo é mostrado o *layout* da placa da unidade analógica elaborada em duas camadas.

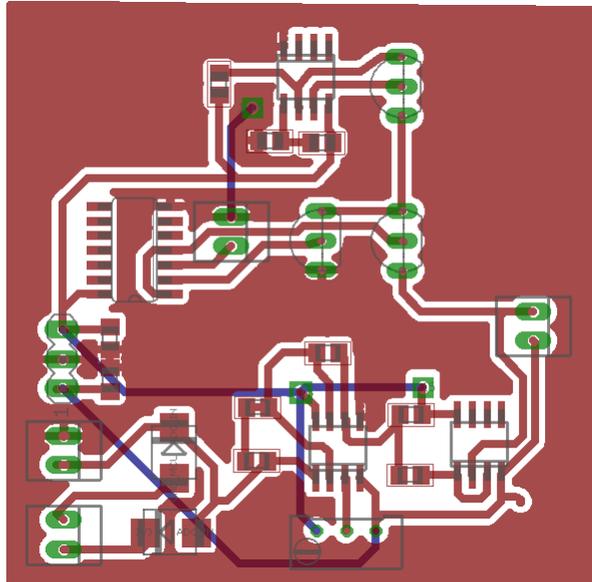


Figura D.2: Layout da placa da unidade analógica

## APÊNDICE E

# *Firmware* embarcado no STM32L100RC

Abaixo segue o código implementado em C na unidade digital. Devido ao tamanho do código, desenvolvido (1561 linhas), é apresentado somente trechos contendo as funções principais.

```
/**
*****
* File Name      : main.c
* Description    : Main program body
*****
* Autor: Leonardo Ferreira Daltro
*
*****
*/

/* Includes -----*/

#include "main.h"
#include "stm32l1xx_hal.h"
#include <stdbool.h>

#define kDp -35 //Constante de Proporcional Digital
#define kDi -47 //Constante de Integração Digital
#define yDr 572 //valor de referência de controle da malha

#define Ntap 100 //Número de coeficientes do filtro
#define DCgain 1048576 //Constante de de divisão do filtro

/* Declaração de variáveis -----*/

ADC_HandleTypeDef hadc;

TIM_HandleTypeDef htim3;

static int16_t i1 = 0, i1r = 0, iaux = 0, i0 = 0, i0r = 0;
static u_int16_t NewSampleADC, OldSampleADC=0, AmpSensor = 0, x_aux = 0;
static u_int16_t FlagDiff = 1;
static signed int erro0, erro1;
int16_t integra_ok;
float TempAmb;

//Variáveis do Filtro

static u_int16_t x[Ntap];
static u_int16_t xn[Ntapn];
int32_t y = 0;
int32_t y_n = 0;
int16_t out_filter, saida_controlador;
```

```

/* Declaração das funções -----*/
void systemClock_Config(void);
static void MX_GPIO_Init(void);
static void MX_ADC_Init(void);
static void MX_TIM3_Init(void);
void HAL_ADC_ConvCpltCallback(ADC_HandleTypeDef* hadc);
signed int CalcPID(u_int16_t);
int16_t filter(int16_t NewSample);

/* Rotina de interrupção do ADC -----*/
void HAL_ADC_ConvCpltCallback(ADC_HandleTypeDef* hadc)
{
    int16_t Diff=0;
    if(hadc->Instance == ADC1)
    {
        NewSampleADC = HAL_ADC_GetValue(hadc);
        Diff = NewSampleADC - OldSampleADC;
        if(Diff>=500)
        {
            if(hadc ->Instance == ADC1)
            {
                NewSampleADC = HAL_ADC_GetValue(hadc);
                AmpSensor = NewSampleADC;
            }
            FlagDiff = 1;
        }
        OldSampleADC = NewSampleADC;
    }
}

/* Programa principal -----*/
int main(void)
{
    /* Inicialização dos periféricos-----*/
    HAL_Init();
    SystemClock_Config();
    MX_GPIO_Init();
    MX_ADC_Init();
    MX_TIM3_Init();
    HAL_TIM_PWM_Start(&htim3, TIM_CHANNEL_4);
}

```

```

while (1)
{
    HAL_ADC_Start_IT(&hadc);
    if(FlagDiff == 1) //Detecção da subida do pulso
    {
        FlagDiff = 0;
        HAL_ADC_Stop_IT(&hadc);
        x_aux = CalcPID(AmpSensor);
        __HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim3,TIM_CHANNEL_4,x_aux);
        out_filter = filter(x_aux);
        saida_controlador = x_aux;
        TempAmb = 93 - out_filter*0.0546875;
    }
}

/* Rotina de cálculo da saída do OControlador PI-----*/
signed int CalcPID(u_int16_t input_amp)
{
    int16_t out;
    erro1 = yDr-input_amp; // Cálculo de erro na entrada do controlador
    if (integra_ok==1)
    {
        i1r = (erro1+erro0)*5;
        i1 = i1r/1000;
        i1r = i1r - (i1*1000); //Resto da divisão
        i1r = (i1r*kDi) + i0r;
        iaux = i1r/1000;
        i0r = i1r - (iaux*1000);
        i1 = (i1*kDi)+ iaux;
        i0 = i0 + i1; // Componente integral
    }
    else{
        out = kDp*erro1;
    }
    integra_ok = 1;
    out = kDp*erro1 + i0; // Cálculo da saída do controlador PI
    if (out>=922) //verificação da saturação máxima {
        out = 922;
        if (erro0 <=0)
        {
            integra_ok = 0; //Flag de desligamento da computação componentes integral
        }
    }
    else if (out<=102) //verificação da saturação mínima
    {
        out = 102;
        if (erro0 > 0)
        {
            integra_ok = 0; //Flag de desligamento da componentes integral
        }
    }
    erro0 = erro1;
    return out;
}

```



# Low Noise Feedback $I^2$ -Controlled Constant Temperature Thermal Radiation Meter

Leonardo Ferreira Daltro and Amauri Oliveira, *Senior Member, IEEE*  
 Eletronic Instrumentation Laboratory, Department of Eletrical Engineering, UFBA  
 Aristίδes Novis Street, 02, Federação, 40210-630, Salvador - Bahia - Brazil  
 E-mails: lferreiradaltro@gmail.com, amauri@ufba.br

**Abstract**—In this article we propose a thermal radiation meter using thermoresistive sensor in a negative feedback configuration, with the current’s mean square value proportional to the measured variable. The system has a PI controller, a PWM modulator, an analog to digital converter, and a low pass filter, which can be integrated in a microcontroller system. Simulation results and quantization noise impact analysis are presented. An advantage in this architecture is the system constant time reduction, since the cutoff frequency can be adjusted in PI controller. This work is a analysis of this topology for thermal radiation meter application, which use a digital low pass filter in order to increase the observed variable resolution in system.

**Keywords**—*Thermoresistive sensor, thermal radiation meter, constant temperature.*

## I. INTRODUCTION

Feedback closed-loop configuration, using the power balance, has been used in thermal radiation  $H$  [1][2], fluid velocity  $U$  [3] and enviroment temperature  $T_a$  [4] measurement systems. In constant temperature method the sensor is heated by Joule effect to a specific temperature and the variation of thermal radiation, temperature or fluid velocity through the heat exchange, may produces a change in sensor temperature. This change is then compensated by electrical power delivered to the themoresistive sensor due to negative feedback to maintain constant the sensor temperature. Some circuit topologies using this principle have been studied. One of the most usual is the topology in which the sensor is used in one arm of the Wheatstone bridge. It has shown some performace limitations due to offset voltage [5].

Another topology is based on sigma-delta modulator, as studied by [6]. In [2][3] a thermal sigma-delta transducer was implemented, replacing the adder and the integrator in the control loop of the sigma-delta modulator by the sensor, thus it obtained a simplified circuit, but has limited response frequency which are dependent of sensor’s parameters, as observed by [7]. The circuit topology used in this article, also implemented by [4] to enviroment temperature measurement, brings the thermoresistive sensor powered by a current signal with PWM (Pulse Width Modulation) modulation, where the mean of squared value (squared effective value, or squared  $I_{rms}$ ) is proportional to the pulse

width controlled by a PI (proportional-integral) controller [8]. In this topology, the pulse width is the measuring variable, it changes linealy with the physical variable of interest (measurand). Unlike in the thermal sigma-delta transducer, the cutoff frequency is not given by the sensor parameters, and therefore it can present higher cutoff frequency. This feature is useful for applications because the observed variable can have high variation rates. Similar topology was also implemented in [1], however the sensor is not powered by a PWM signal. This work is a analysis of the topology presented in [4] including thermal radiation meter application and a digital low pass filter in order to increase the observed variable resolution in system.

## II. THERMAL RADIATION METER

### A. Static analysis of feedback system

The feedback loop of thermoresistive sensor is shown in figure 1,  $C(s)$  is the controller and  $G(s)$  is sensor model transfer function.

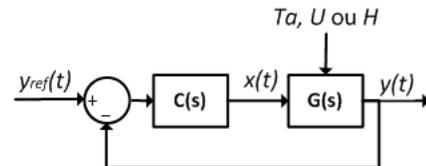


Fig. 1: Feedback loop of thermoresistive

The feedback control is performed by increasing or decreasing the electrical power delivered to sensor, through  $x(t)$  command signal, which is proportional to RMS thermoresistor current squared  $I_{rms}^2$ ,  $y(t)$  is the observed variable, proportional to sensor resistance  $R_s$ . The variations of  $T_a$ ,  $U$  or  $H$  is reflected in the controller input that changes  $x(t)$  such that the sensor temperature returns to its set point, called the  $y_{ref}$ .

The relationship between electrical and thermal quantities in NTC (Negative Temperature Coefficient) thermistor is expressed in equations (1) and (2).

$$R_s = Ae^{\frac{T_s}{B}} \quad (1)$$

$$\alpha SH + P_e = G_{TH}(T_s - T_a) + C_{TH} \frac{dT_s}{dt} \quad (2)$$

Equation (1) is the characteristic of resistance  $R_s$  as a function of sensor's temperature  $T_s$  and  $A$  and  $B$  are constants which depends on sensor characteristics. Equation (2) presents the first law of thermodynamics applied to sensor, where  $\alpha SH$  is the absorbed thermal radiation,  $P_e$  is electrical power delivered to the sensor,  $G_{TH}$  is thermal conductance,  $T_a$  is environment temperature and  $C_{TH}$  is thermal capacity of the sensor. Considering the steady state:

$$P_e = G_{TH}(T_s - T_a) - \alpha SH \quad (3)$$

Where  $P_e = R_s I_{rms}^2$

$$I_{rms}^2 = \frac{(G_{TH}(T_s - T_a) - \alpha SH)}{R_s} \quad (4)$$

Exciting sensor with PWM pulsed current, with amplitude  $I_p$  and duty cycle  $d_{PWM}$ , such that  $I_{rms}^2 = I_p^2 d_{PWM}$ . Equation (4) can be rewritten by:

$$d_{PWM} = \frac{(G_{TH}(T_s - T_a) - \alpha SH)}{R_s I_p^2} \quad (5)$$

Equation (5) shows linear relation between  $d_{PWM}$  and  $\alpha SH$ , since  $R_s$  and  $T_s$ , are kept constant by the control loop. In Figure 2, there are several curves of pulse width in function of absorbed thermal radiation and environment temperature, where  $T_3 > T_2 > T_1$ .

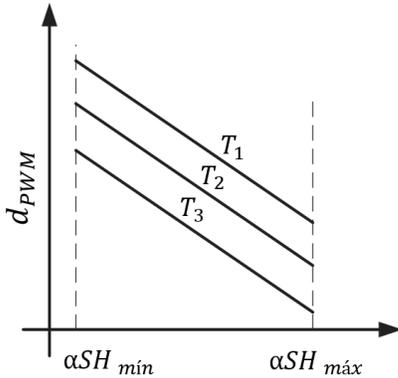


Fig. 2: Duty cycle versus Absorbed thermal radiation

### B. Feedback system dynamic

The synthesis of controller  $C(s)$  is based on linear model of sensor described in [8] given by the linearization of equation (2) around an operating point  $I_{S0}$ ,  $R_{s0}$ :

$$R(s) = \frac{k_h H(s) + k_x X(s)}{\tau_a s + 1} \quad (6)$$

Where  $R(s)$  is the laplace transform of sensor variation resistance around  $R_{S0}$  and the constant  $k_x, k_h$  and  $\tau_a$  are:

$$k_x = \frac{R_{s0}}{G_{TH}k_t - I_{s0}^2}, k_h = \frac{\alpha S}{G_{TH}k_t - I_{s0}^2},$$

$$\tau_a = \frac{C_{TH}k_t}{G_{TH}k_t - I_{s0}^2}, k_t = \frac{-T_{s0}^2}{BR_{s0}}$$

The controller is designed in order to cancel the apparent constant time of sensor  $\tau_a$ . For this, it uses a PI controller, given by:

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (7)$$

The proportionality constant  $k_p$  values and the integration constant  $k_i$  are given by:

$$\frac{k_i}{k_p} = \tau_a \quad (8)$$

In figure 3 is shown the control loop diagram with the linear model of the sensor. It was added in the feedback loop the noise  $e(t)$ , which came from the signal quantization during digital-to-analog conversion.

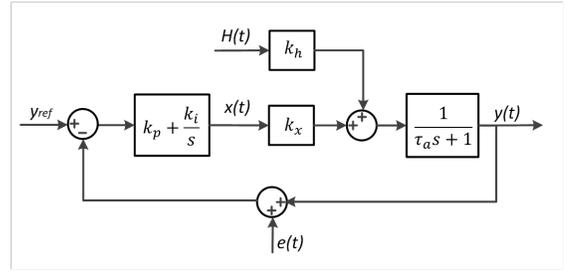


Fig. 3: Linear model for thermal radiation meter

The output transfer function regarding the reference input is given by:

$$H_{yyref}(s) = \frac{y(s)}{y_{ref}(s)} = \frac{k_x k_i}{s + k_x k_i} \quad (9)$$

This equation shows the behavior of a low-pass filter, whose pole is given by  $-k_i k_x$ . As  $k_i$  is a controller parameter, it can be adjusted by the designer in order to obtain a higher frequency response. The thermal radiation  $H(t)$  acts as a disturbance into the system, which effect is controlled by the command signal  $x(t)$ . The transfer function of the measuring variable  $X(s)$  against thermal radiation  $H(s)$ , is given by:

$$H_{xH}(s) = \frac{X(s)}{H(s)} = \frac{-k_h k_i}{s + k_x k_i} \quad (10)$$

$H_{xH}$  also has the behavior of a low pass filter with cutoff frequency given by  $-k_i k_x$ . The transfer function of  $X(s)$  as a function of the quantization noise  $E(s)$ , is given by:

$$H_{xe}(s) = \frac{X(s)}{E(s)} = -\frac{k_p s + k_i}{s + k_x k_i} \quad (11)$$

$H_{xe}$  is a transfer function with characteristic of a high pass filter with a zero located at  $-k_p/k_i$  and pole located in  $-k_i k_x$ . It is observed that  $e(s)$  is therefore shifted to high frequencies and it decreases the signal-to-noise ratio (SNR) of the measurement variable  $x(s)$ . To avoid this degradation one low-pass filter can be inserted out of the loop, as seen in figure 4, in order to reduce the noise. In this system the position of pole does not depend only of the sensor parameters such as the thermal sigma-delta modulator, and it can be changed to make the system closed loop faster.

### C. System implementation

The temperature control loop can be implemented using a microcontroller, thus the PI controller, the PWM modulator, the digital-to-analog converter and low pass filter can be integrated.

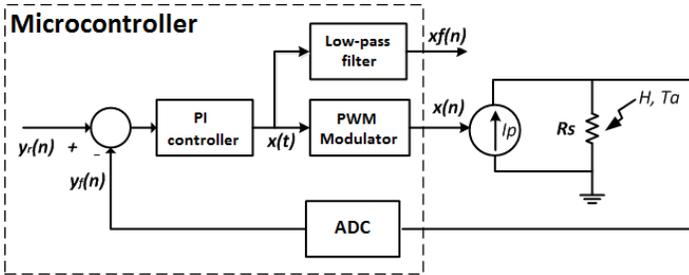


Fig. 4: Linear model for thermal radiation meter

The PWM modulator, whose pulse width is proportional to  $I_{rms}^2$ , commands a current source with an amplitude  $I_p$  (current source  $I_p$  figure 4), which will feed the sensor. The voltage of sensor is sampled, quantified and reinserted in negative feedback.

## III. SIMULATION RESULTS

The analysis of the system is performed through simulations in Matlab / Simulink, Figure 5, and the used sensor model (NTC thermistor) is based on the equations (1) and (2). The measuring range of the incident thermal radiation designed for the system is  $40W/m^2$   $1200W/m^2$  and can operate in an ambient temperature range from  $0^\circ C$  to  $40^\circ C$ .

The used NTC thermistor has  $G_{TH} = 0,75mW/^\circ C$ ,  $C_{TH} = 1,3755J/^\circ C$ ,  $B = 3263K$  and  $A = 0,0176\Omega$ , designed to operate heated in the temperature  $T_{s0} = 348K$ , the operating point corresponds to  $R_{s0} = 207\Omega$ ,  $I_{rms} = 10,8mA$ . From (6), obtain  $\tau_a = 1s$ . The constants PI controller are scaled by the equation (8),  $k_i = -1,5257 \times 10^{-4}$ ,  $k_p = -1,4918 \times 10^{-4}$ , to obtain a cutoff frequency of 20Hz. The amplitude drive current of the sensor is  $I_p = 15,3mA$ , analog converter resolution  $n_{ADC} = 10bits$ , PWM frequency  $f_{PWM} = 500Hz$ , digital integral constant  $K_{iD} = -212$ , digital proportional constant  $K_{pD} = -207$ . The low-pass filter of the impulse response with a finite

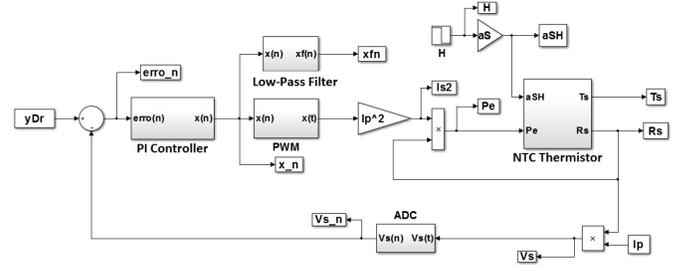


Fig. 5: Model system in simulink

duration is the single-rate type, it is implemented with direct structure,  $M = 57$  order, 40dB attenuation in the band rejection and filter cutoff frequency  $f_c = 5Hz$ . Its magnitude response is shown in figure 7.

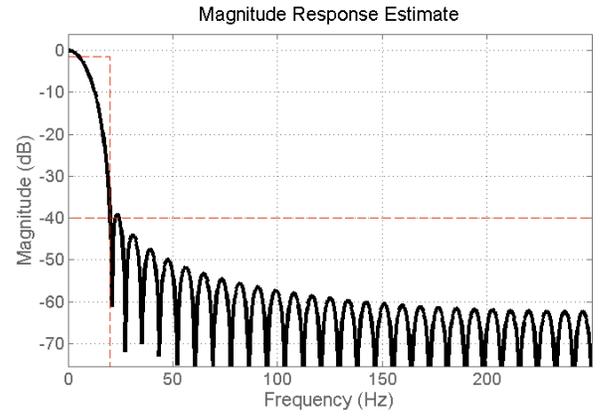


Fig. 6: Magnitude Filter Reponse

To check the implemented system behavior were applied two thermal radiation pulses, see figure 7.a). In 7.b) notes that the value of the NTC thermistor resistance remained nearly constant around its operating point. In figure 7.c) is observed the measuring variable, before and after the filter. In figure 8, it can be seen this signals in frequency domain. It may be noted in this figures the quantization noise in  $x(n)$ , and the result of filtering this noise,  $x_f(n)$ .

Figure 9 is a detail of the filtered control signal when subjected to a thermal radiation pulse. It is observed that rising time is smaller than the apparent time constant of the sensor,  $\tau_a = 1s$ .

## IV. CONCLUSION

It was presented in this paper behavioral analysis and simulation results of a heat radiation meter based on thermoresistive sensor in a negative feedback system with filtering of the quantization noise. This system was simulated in Simulink for analysis and validation. It was observed that the cancellation of the apparent time constant of the sensor and the position of the closed loop cut-off frequency

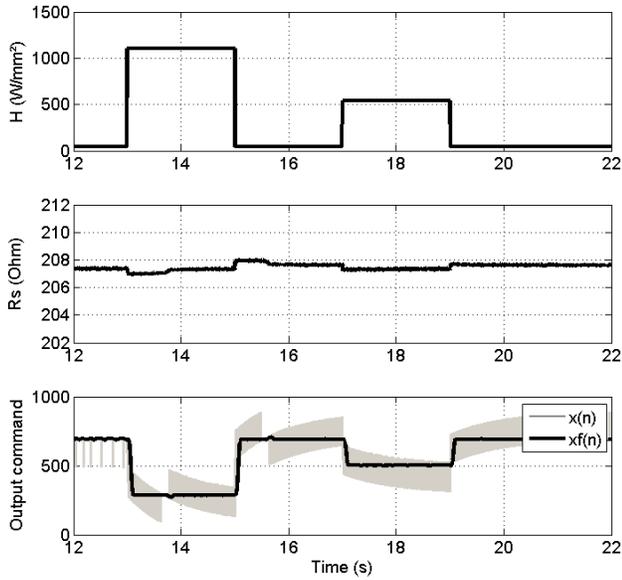


Fig. 7: a) Thermal radiation transient, b) Thermo-resistive sensor resistance transient, c) Measuring variable transient, before filter and after filter, for  $T_a = 30^\circ\text{C}$ .

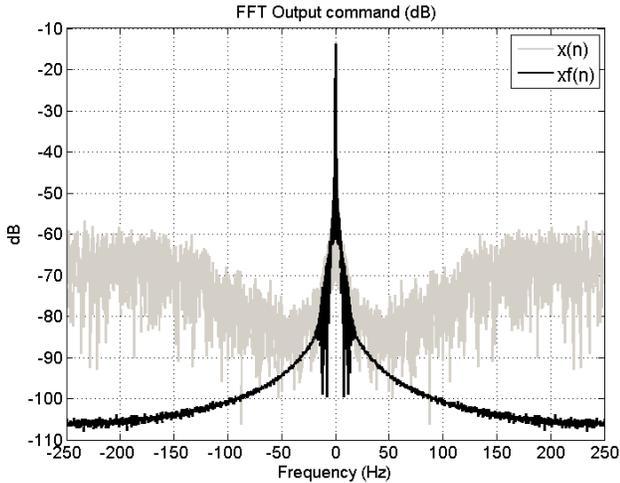


Fig. 8: Magnitude Filter Reponse

at 20Hz, result in a system with time constant lower than the time constant of the sensor. Another advantage is related with the possibility of this system to be implemented using a microcontroller with a low resolution analog-to-digital converter, reducing costs, since, after filtration, it is obtained a better measurement resolution. As future work, we intend to implement this system in a microcontroller in order to compare its performance with the behavior

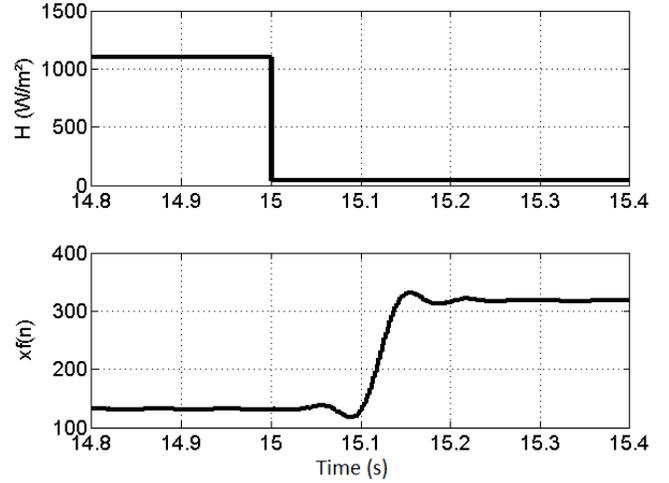


Fig. 9: Rise time of command filtered signal  $x_f(t)$ , for  $T_a = 30^\circ\text{C}$ .

observed in simulation.

#### REFERENCES

- [1] M. Denoual, *A new configuration for electrical substitution for bolometer*, VIII Semetro, 2009.
- [2] V. C. Rosa, *Thermal Radiation Measurement With Thermoresistive Sigma-Delta Modulator*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 65, no. 10, pp. 2254 - 2264, October 2016.
- [3] W. Almeida, *A constant Temperature Thermoresistive Sigma-Delta Anemometer. Instrumentation and Measurement Technology, Conference - IMTC*, pp. 1-6, 2007.
- [4] L. Palma, *Implementation of a Feedback  $I^2$ -Controlled Constant Temperature Environment Temperature Meter*, Sensor 3, pp. 498- 503, 2003.
- [5] A. Oliveira, *Sensores Termo-Resistivos em Configurações Realimentadas*, Tese de Doutorado submetida à Coordenação da Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPB, 1997.
- [6] M. Denoual, *A heat balanced sigma-delta uncooled bolometer IOPScience*, Measurement Science and Technology, n° 25, 2014.
- [7] V. C. Rosa, *An Inherently linear transducer Using Thermal Sigma-delta Modulator*, XIX IMEKO World Congress, Fundamental and Applied Metrology, pp. 1540-1545, 2009.
- [8] A. Oliveira, *A Feedback  $I^2$ -Controlled Constant Temperature Solar Radiation Meter*, Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1998. IMTC/98. Conference Proceeding, IEEE, Vol.2, pp. 1062-1066.

## Referências Bibliográficas

- ALMEIDA, W. et al. A Constant Temperature Thermoresistive Sigma-Delta Anemometer. *Instrumentation and Measurement*, p. 1–6, 2007.
- AZIZ, P. M.; H, S. An Overview of Sigma-Delta Converter. *IEEE SIGNAL PROCESSING MAGAZINE*, Paziz1996, p. 61 – 84, 1996.
- COSTA, A. S. *Trandutor Sigma-Delta com Sensor Termo-Resistivo*. 1–192 p. Tese (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal da Bahia, 2005.
- HOLCER, R.; MICHAELI, L.; ŠALIGA, J. DNL ADC testing by the exponential shaped voltage. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 52, n. 3, p. 946–949, 2003. ISSN 00189456. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1213687/>>.
- HUANG, W. Programmable digital signal processors. *1999 IEEE Africon 5th Africon Conference in Africa Cat No99CH36342*, v. 1, n. 9, p. 72–66, 1999.
- MEASUREMENT, W. G.; TECHNICAL, A. *IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital IEEE Instrumentation & Measurement Society*. [s.n.], 2011. 1–139 p. ISBN 9780738162393. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=5692954>>.
- MICROELETRONICS, S. Discovery kit for STM32L100 Value Line. *Dta Brief*, n. October, p. 1–4, 2015.
- NETO, A. H. Técnicas Anti-Windup Em Estruturas De Controle Pid, Rst E Gpc. *Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa Catarina*, p. 172, 2005.
- OLIVEIRA, A. *Sensores Termo-Resistivos em Configurações Realimentadas*. 1–111 p. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Federal da Bahia, 1997.
- OLIVEIRA, A. et al. A feedback I 2-controlled constant temperature solar radiation meter. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 47, n. 5, p. 1163–1167, 1998. ISSN 00189456.
- PALMA, L. S. et al. Implementation of a Feedback I2-Controlled Constant Temperature Environment Temperature Meter. *Sensors*, v. 3, n. 10, p. 498–503, 2003. ISSN 1424-8220.
- QUINTÁNS, C. et al. A methodology to teach advanced A/D converters, combining digital signal processing and microelectronics perspectives. *IEEE Transactions on Education*, v. 53, n. 3, p. 471–483, 2010. ISSN 00189359.

ROSA, C. Transducer with Thermal Sigma-Delta Modulator. In: *2014 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*. Montevideo, Uruguay: IEEE, 2014. ISBN 9781467363860.

ROSA, V. C. et al. Inherently Linear Transducer Using Thermal Sigma-Delta Modulator. In: *3rd International Conference on Sensing Technology*. Tainan, Taiwan: IEEE, 2009. p. 1540–1545. ISBN 9789638841001.

ROSA, V. d. C.; OLIVEIRA, A.; GUNTHER, C. J. Thermal Radiation Measurement With Thermoresistive Sigma-Delta Modulator. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, PP, n. 99, p. 1–11, 2016. ISSN 0018-9456.

SANTOS, J. B. Caracterização de Sensores Termo-Resistivos Utilizando Linearização por Realimentação e Aplicações. p. 1–74, 2012.

SANTOS, J. B. et al. Application of Feedback Linearization in Thermoresistive Sensors Characterization and Feedback Measurement Systems. p. 1–6, 2011. Disponível em: <<http://www.imeko.org/publications/tc4-2011/IMEKO-TC4-2011-033.pdf>>.

TRAVI, R. A. Instrumento Virtual para Medição de Velocidade de Fluido com Sensor Termo- Resistivo. *VII Semetro*, n. Vi, p. 4–7, 2009.